В. С. Тихомиров



Кадровая развертка на транзисторах

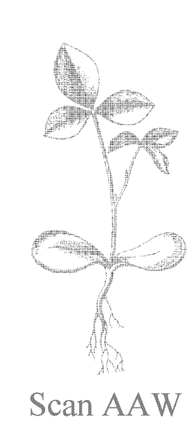
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 649

В. С. ТИХОМИРОВ

КАДРОВАЯ РАЗВЕРТКА НА ТРАНЗИСТОРАХ





«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1968

УДК 621.397.332.121 : 621.382.3

6Ф3
Т 46

Тихомиров В. С.

Т46 Кадровая развертка на транзисторах. М., «Энергия», 1968 г.

56 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 649) 60 000 экз. 17 к.

Рассматриваются особенности транзисторных схем кадровой развертки телевизора, приводятся основные расчетные соотношения, даются практические схемы и рекомендации по их наладке и регулировке. Брошюра предназначена для подготовленных радиолюбителей-конструкторов, а также может быть полезной радиоспециалистам, занимающимся разработкой и эксплуатацией телевизионной аппаратуры.

3-4-5 / 322-67 6Ф3

Тихомиров Валентин Сергеевич

Кадровая развертка на транзисторах

Редактор *В Я Ротенберг*. Техн. редактор *В. В. Зеркаленкова*

Сдано в набор 21/I 1967 г. Подписано к печати 8/VI 1967 г. Т-06965
Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 2,94 Уч.-изд. л. 4,09
Тираж 60 000 экз. Цена 17 коп. Зак. 124

Издательство «Энергия», Москва Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.
Отпечатано на Чеховском полиграфкомбинате. Зак. 746

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ И ОСОБЕННОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

Основные свойства транзисторов

Транзисторы выгодно отличаются от электронных ламп малой потребляемой мощностью и более высоким к. п. д., значительно большим сроком службы, малыми габаритами и собственным весом, значительно большей механической прочностью и способностью работать при относительно малом напряжении источника питания.

Наряду с положительными свойствами транзисторы имеют весьма существенные недостатки, которые необходимо учитывать при конструировании схем: значительный разброс параметров; зависимость параметров от температуры, электрического режима и частоты; значительно меньший, чем у электронных ламп, коэффициент усиления по мощности; ограниченный диапазон рабочих температур; невозможность использования при повышенных напряжениях источников питания.

Большинство этих недостатков принципиально неустранимо, так как они обусловлены физическими свойствами полупроводниковых материалов. Вместе с тем эти недостатки в большой степени являются следствием несовершенства технологии производства полупроводниковых приборов и будут менее ощутимы по мере совершенствования технологических процессов.

Разброс параметров транзисторов затрудняет взаимозаменяемость однотипных транзисторов. Стремление конструктора обеспечить взаимозаменяемость неизбежно ведет к схемным усложнениям, что в ряде случаев ставит под сомнение целесообразность применения транзисторных схем. Поэтому разброс параметров транзисторов какого-либо типа является одним из основных критериев оценки качества транзисторов этого типа.

Температурная зависимость параметров транзисторов вызывает нестабильность параметров всего транзисторного устройства при изменении температуры окружающей среды. В устройствах, предназначенных для работы в более или менее широком интервале температур, приходится принимать специальные меры температурной стабилизации, которые усложняют схемы и в конечном итоге приводят к их удорожанию.

Зависимость параметров транзистора от режима и частоты за-

трудняет расчет транзисторных схем, так как при этом становится невозможным пользоваться усредненными статическими характеристиками в широком диапазоне изменения режима или частоты. Приходится прибегать к учету большого числа сведений в виде графических данных и аналитических зависимостей.

Значительно меньший, чем у ламп, коэффициент усиления по мощности обусловливается относительно низким входным сопротивлением транзистора, так как управление в нем осуществляется инжекцией носителей, т. е. сопровождается протеканием в управляющей цепи довольно большого тока.

Ограниченный диапазон рабочих температур является следствием изменения преимущественного типа проводимости полупроводниковых материалов. В области достаточно высоких температур исчезает примесная проводимость полупроводникового материала и возрастает его собственная проводимость, т. е. полупроводник приобретает свойства проводника. В области очень низких температур полупроводник, наоборот, приобретает свойства диэлектрика. В обоих случаях перестают существовать электронно-дырочные переходы, т. е. полупроводниковый материал теряет те свойства, на которых основан сам принцип работы транзистора.

Особенно остро этот недостаток проявляется у транзисторов средней и большой мощности, так как повышение температуры этих транзисторов связано как с температурой окружающей среды, так и с температурой за счет мощности, рассеиваемой на транзисторе.

Стремление облегчить тепловой режим транзистора приводит к использованию неудобных в конструктивном отношении теплоотводов — радиаторов. В результате габариты и вес транзисторной схемы возрастают и она уже не имеет значительных преимуществ перед аналогичной по параметрам ламповой схемой.

Предельная рабочая температура для германиевых транзисторов равна 70—90° С, а для кремниевых составляет 120—150° С. Следовательно, у кремниевых транзисторов этот недостаток менее ощутим, однако кремниевые транзисторы значительно дороже германиевых.

Неудобство, связанное с невозможностью использования транзисторов при повышенных напряжениях, проявляется прежде всего там, где от транзисторного усилительного каскада требуется получить относительно большие пиковые значения переменных напряжений. Чтобы обойти эти затруднения, в таких каскадах применяют специальные схемные решения, приводящие в большинстве случаев к увеличению числа транзисторов. В настоящее время имеются транзисторы, способные работать при напряжениях до 100—120 *в*. В ближайшее время должны появиться более совершенные в этом смысле транзисторы.

Следует иметь в виду, что из-за сложных физико-химических процессов на поверхности и внутри полупроводниковых кристаллов параметры транзисторов несколько изменяются во время хранения и работы. Наиболее интенсивный дрейф параметров наблюдается в течение первых нескольких сотен часов работы, называемых периодом формовки. Затем наступает период старения, в течение которого параметры изменяются медленно.

Наиболее существенным для низкочастотных транзисторов является дрейф обратного тока коллектора и коэффициента усиления по току. В зависимости от типа транзистора и режима его работы

обратный ток коллекторного перехода и коэффициент усиления по току могут и увеличиваться, и уменьшаться.

У транзисторов хорошего качества обратный ток коллектора в течение периода формовки изменяется обычно не более чем в 2 раза, а коэффициент усиления по току — не более чем в 1,5 раза.

Для более полного выявления особенностей применения транзисторов полезно сравнить между собой, хотя бы в общих чертах, транзисторы и электронные лампы.

Транзистор и электронная лампа представляют собой приборы, работа которых основана на совершенно различных принципах. Однако в свойствах транзистора и лампы имеется много общего.

Использование транзистора в качестве усилительного элемента принципиально не отличается от использования для этой цели электронной лампы, если учесть, что все реальные усилители являются прежде всего усилителями мощности. Но за счет очень большого входного сопротивления лампа обладает значительно бо́льшим коэффициентом усиления по току, а следовательно, и по мощности.

Транзистор и лампа аналогичны в том, что их входные и выходные цепи представляют собой диоды. Однако промежуток управляющая сетка — катод лампы при работе в области отрицательных напряжений представляет собой обратно смещенный (закрытый) диод, а база транзистора в каскаде с общим эмиттером является прямо смещенным (открытым) диодом.

Наличие во входной цепи транзистора прямо смещенного диода обусловливает нелинейность зависимости входного тока от входного напряжения. Поэтому нелинейность проходной или, как иногда говорят, сквозной амплитудной характеристики транзистора определяется суммарным действием нелинейностей входной и выходной цепей.

В работе выходной управляемой цепи лампы и транзистора тоже существует различие. Промежуток анод — катод лампы является открытым диодом, а промежуток коллектор — база транзистора представляет собой закрытый диод. Изменение полярности включения источника анодного питания вызывает запирание лампы, а изменение знака напряжения на коллекторе соответствует, наоборот, отпиранию транзистора.

Важным фактором, сильно отличающим транзистор от электронной лампы, является то, что объемом электрического взаимодействия в нем является не вакуум, а полупроводниковый материал Это обстоятельство обусловливает наличие в транзисторе внутренней обратной связи, которая действует не только на повышенных частотах, но и на постоянном токе. Обратная связь, действующая между входом и выходом транзисторного каскада, делает параметры входной цепи сильно зависящими от режима выходной цепи и наоборот.

Одной из особенностей транзисторов является инерционность процессов нарастания и спада тока в его цепях из-за конечной скорости диффузии носителей в полупроводящей среде, что вызывает амплитудно-частотные искажения в области верхних частот и искажения формы быстро меняющихся сигналов. Эти процессы аналогичны эффектам в лампе, когда период колебаний анодного тока сравним с временем пролета электронов от катода к аноду. В низкочастотных транзисторах они начинают проявляться на частотах порядка 10—50 *кгц*.

Стабилизация режима и параметров транзисторного каскада

Параметры транзисторного каскада, если не принять специальных мер, могут существенно изменяться при изменениях окружающей температуры или после замены транзистора, а также с течением времени.

Температурная нестабильность параметров каскада возникает в силу двух причин. Во-первых, при колебаниях температуры окружающей среды изменяются параметры транзистора из-за изменения положения статических характеристик. Во-вторых, за счет влияния обратного тока коллектора, величина которого сильно зависит от температуры, изменяется режим каскада по постоянному току, что тоже приводит к изменениям параметров транзистора.

Обратный ток коллектора I_{K0} представляет собой ток, протекающий через обратно смещенный диод коллекторно-базового перехода. У транзисторов хорошего качества ток I_{K0} мало зависит от напряжения между коллектором и базой. Температурная зависимость тока I_{K0} выражается формулой

$$I_{K0}(t) = I_{K0} 2^{\frac{\Delta t}{b}}, \quad (1)$$

где I_{K0} — обратный ток коллектора при температуре 20° С;
Δt — приращение температуры;
b — постоянная величина (для германия $b \approx 10°$ С, для кремния $b \approx 8°$ С).

Из этой формулы видно, что при повышении температуры обратный ток коллектора у германиевых транзисторов увеличивается примерно в 2 раза на каждые 10° С, а у кремниевых транзисторов — во столько же раз на каждые 8° С, т. е. растет еще быстрее. Но абсолютная величина обратного тока кремниевых транзисторов относительно невелика, что обусловливает их более высокую температурную стабильность.

В схеме с общим эмиттером, изображенной на рис. 1, *а*, увеличение обратного тока коллектора вызывает изменение напряжения смещения на базе транзистора, которое становится более отрицательным. Это приводит к увеличению тока коллектора, которое происходит преимущественно за счет изменения напряжения смещения и в меньшей мере — за счет увеличения самого обратного тока. Рабочая точка смещается, т. е. режим каскада по постоянному току изменяется.

При повышении температуры рабочая точка может настолько сместиться от своего первоначального положения, что рабочий участок на выходной динамической характеристике выйдет за пределы области линейного усиления.

Стабилизация режима имеет своей целью уменьшить до безопасной величины изменения коллекторного тока при действии всех дестабилизирующих факторов: температуры, разброса характеристик при смене транзистора, изменения параметров транзистора от времени и др.

Наиболее эффективным методом стабилизации режима транзисторного каскада является использование отрицательных обратных связей по постоянному току, охватывающих данный каскад. На рис. 1, *б* приведена схема наиболее часто применяемой эмиттерной стабилизации. В этой схеме отрицательная обратная связь создается

за счет резистора $R_э$, включенного в цепь эмиттера. Если нужно, чтобы в каскаде не создавалась отрицательная обратная связь по переменному току, то резистор $R_э$ необходимо зашунтировать конденсатором достаточно большой емкости.

Следует отметить, что стабильность режима транзистора при прочих равных условиях тем лучше, чем более низкоомный делитель стоит в цепи базового смещения и чем меньше сопротивление резистора в цепи коллектора. Первое условие обеспечивает бо́льшую стабильность напряжения смещения на базе, которое в этом случае

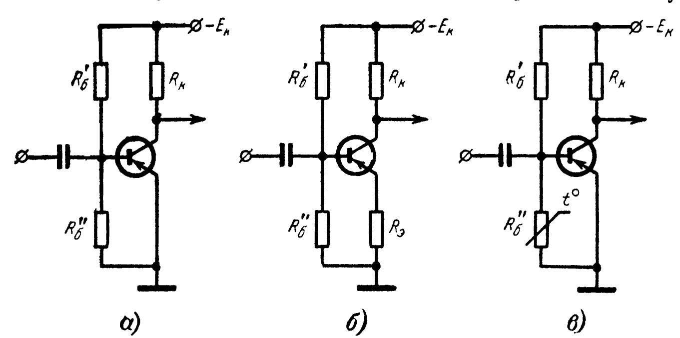


Рис. 1. Схема нестабилизированного каскада (*а*) и стабилизированных каскадов (*б* и *в*).

в меньшей степени подвержено влиянию изменяющегося обратного тока коллектора. Второе условие дает возможность коллекторной цепи работать при большем токе коллектора, т. е. в таком режиме, когда величина управляемой части коллекторного тока может быть существенно больше величины его неуправляемой части — обратного тока коллектора.

Для оценки стабильности тока коллектора пользуются понятием коэффициента нестабильности

$$S_i = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta I_{\text{К}0}}, \qquad (2)$$

который показывает, во сколько раз приращение общего коллекторного тока $\Delta I_{\text{К}}$ больше вызывавшего это приращение изменения обратного тока коллектора $\Delta I_{\text{К}0}$.

Допустимый коэффициент нестабильности каскада можно подсчитать, определив предварительно по выходным статическим характеристикам транзистора для выбранной динамической линии нагрузки допустимое изменение коллекторного тока $\Delta I_{\text{К.доп}}$, задавшись перед этим пределами допустимого смещения рабочей точки. Затем нужно подсчитать приращение обратного тока коллектора $\Delta I_{\text{К}0}$ при повышении температуры от 20° С до максимальной температуры t (°С), которая может иметь место на переходах транзистора:

$$\Delta I_{\text{К}0} = I_{\text{К}0}(t) - I_{\text{К}0}. \qquad (3)$$

Значения $I_{\text{К}0}$ и $I_{\text{К}0}(t)$ для подстановки в эту формулу берутся из справочников. Если сведения о величине $I_{\text{К}0}(t)$ в справочниках

отсутствуют, то она может быть рассчитана по формуле (1). Имея эти данные, допустимый коэффициент нестабильности можно определить из соотношения

$$S_{i\ \text{доп}} = \frac{\Delta I_{\text{к.доп}}}{\Delta I_{\text{к0}}},$$

При эмиттерной стабилизации режима по схеме, показанной на рис. 1, *б*, коэффициент нестабильности связан с номинальными значениями сопротивлений резисторов следующим соотношением:

$$S_i = \frac{1 + \frac{R_э}{R_б'} + \frac{R_э}{R_б''}}{1 + \frac{R_э}{R_б'} + \frac{R_э}{R_б''} - \frac{В_{ст}}{1+В_{ст}}}, \qquad (4)$$

где $В_{ст}$ — коэффициент усиления транзистора по постоянному току.

В идеальном случае температурной стабилизации $S_i = 1$. Это означает, что приращение тока коллектора происходит только за счет обратного тока, т. е. $\Delta I_к = \Delta I_{к0}$.

Схема с общим эмиттером обладает самой худшей стабильностью режима по сравнению с другими схемами включения транзистора. Наилучшая стабильность имеет место в схеме с общей базой по постоянному току, но в низкочастотных каскадах эта схема почти не применяется из-за малого коэффициента усиления по мощности. Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель) применяется гораздо чаще. Благодаря очень глубокой отрицательной обратной связи по напряжению эта схема обладает высокой стабильностью режима. Она находит применение главным образом в качестве межкаскадного согласователя сопротивлений, так как имеет самое высокое входное и самое низкое выходное сопротивление из всех схем включения транзистора. Стабильность каскада, выполненного по схеме с общим коллектором, с небольшой погрешностью может быть подсчитана по формуле (4).

Наряду с методом стабилизации режима посредством отрицательных обратных связей довольно часто в транзисторной технике применяется метод температурной компенсации изменения режима. В качестве компенсирующих термочувствительных элементов обычно используются терморезисторы с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Схема с термокомпенсацией режима приведена на рис. 1, *в*. В этой схеме с увеличением температуры сопротивление терморезистора $R_б''$ уменьшается. Это вызывает уменьшение отрицательного напряжения смещения на базе, что уменьшает коллекторный ток на величину, примерно равную приращению этого тока за счет температурной нестабильности транзистора. В результате общий ток коллектора изменяется незначительно.

Метод термокомпенсации менее эффективен, чем метод стабилизации, так как не позволяет обеспечить высокую стабильность коллекторного тока из-за большого разброса величины обратного тока $I_{к0}$ и значения $В_{ст}$ у однотипных транзисторов. Обычно метод термокомпенсации применяется совместно с методом термостабилизации преимущественно в мощных выходных каскадах, когда очень важно иметь возможно бо́льший коэффициент усиления по мощности при удовлетворительном к. п. д. каскада.

Зависимость параметров транзистора от температуры и разброс параметров однотипных транзисторов в схеме с общим эмиттером приводят прежде всего к изменениям входного сопротивления транзисторного каскада, которое можно определить по формуле

$$R_{вх} = \frac{h_{11} R_б}{h_{11} + R_б}, \qquad (5)$$

и его коэффициента усиления по напряжению, зависимость которого от параметров схемы выражается соотношением

$$K_U = \frac{\beta R_н}{h_{11}}. \qquad (6)$$

В этих формулах

$$R_б = \frac{R'_б R''_б}{R'_б + R''_б}$$

— эквивалентное сопротивление делителя в цепи базы;

$R_н$ — полное сопротивление нагрузки в цепи коллектора с учетом входного сопротивления следующего каскада или нагрузки какого-либо другого вида;

h_{11} — входное сопротивление транзистора.

За счет увеличения значений параметров β и h_{11} при повышении температуры, как это следует из формул (5) и (6), входное сопротивление каскада и его коэффициент усиления по напряжению увеличиваются. Однако решающее значение для стабильности параметров транзисторного каскада имеют не температурные изменения параметров транзистора, а разброс этих параметров у транзисторов одного и того же типа. Дело в том, что при колебаниях окружающей температуры в интервале 20—50° С параметр h_{11} у германиевых транзисторов увеличивается обычно не более чем на 20—30%, а параметр β — не более чем на 30—50%. Разброс же этих параметров у большинства типов транзисторов достигает 200—300%.

Стабилизация коэффициента усиления каскада осуществляется применением отрицательной обратной связи по переменному току. Для этого в цепь эмиттера вводят резистор, не зашунтированный конденсатором. Если сопротивление этого резистора выбрать из условия $R_э = (0{,}1 \div 0{,}2)\ R_н$, то даже при смене транзистора коэффициент усиления каскада по напряжению будет изменяться не более чем на 20—30%.

Иногда к транзисторным устройствам предъявляются более жесткие требования в отношении стабильности коэффициента усиления. В частности, это относится к усилительной части схемы кадровой развертки телевизора. В таком случае применяют достаточно глубокие отрицательные обратные связи, охватывающие весь усилитель или отдельные группы его каскадов. И все же этих мер бывает недостаточно для того, чтобы обеспечить взаимозаменяемость транзисторов. Тогда приходится устанавливать регулирующий элемент — переменный резистор, с помощью которого можно после замены какого-либо транзистора произвести регулировку коэффициента усиления.

Следует отметить, что улучшение стабильности коэффициента усиления сопровождается уменьшением величины коэффициента уси-

ления каскада. Поэтому в устройствах с высокими показателями стабильности параметров, чтобы уменьшить общее число каскадов, следует применять транзисторы с относительно бо́льшим значением параметра β.

Обеспечение нормального теплового режима транзисторов

Для нормальной работы транзистора нужно создать такие условия, при которых температура его коллекторного и эмиттерного переходов не превышала бы определенной величины $t_{п.доп}$ — предельной температуры переходов, указываемой в справочниках.

Температура перехода зависит не только от температуры окружающей среды, но и от мощности, рассеиваемой на транзисторе. Основная часть этой мощности выделяется на коллекторном переходе. Она определяется как разность между мощностью, потребляемой коллекторной цепью транзистора от источника питания, и мощностью, рассеиваемой на сопротивлении нагрузки.

Полная мощность $P_т$, рассеиваемая на транзисторе, несколько больше мощности, рассеиваемой на коллекторе. Для практических расчетов каскадов, работающих в линейном режиме, можно принять:

$$P_т \approx 1{,}1\, P_к, \tag{7}$$

где $P_к$ — мощность, рассеиваемая на коллекторе.

За счет тепловой мощности, выделяющейся внутри транзистора, температура его переходов может значительно превышать температуру окружающей среды. Перепад температур между переходом и окружающей средой зависит от конструкции транзистора и площади поверхности его корпуса.

Для оценки перепада температур между двумя какими-либо областями пользуются понятием теплового сопротивления, которое численно равно разности температур между этими областями, если в одной из них выделяется 1 *вт* тепловой мощности. Тепловое сопротивление выражается в градусах на ватт.

Зная величину теплового сопротивления между переходом и окружающей средой $R_{п.с}$, которая для данного типа транзистора является величиной постоянной, легко определить температуру перехода

$$t_п = t_с + P_т R_{п.с}, \tag{8}$$

где $t_с$ — температура окружающей среды.

Из этой формулы следует, что температура перехода всегда выше температуры окружающей среды на величину произведения $P_т$ $R_{п.с}$. Кроме того, очевидно, что температура перехода тем выше, чем выше температура окружающей среды и чем больше мощность, рассеиваемая на транзисторе.

Следовательно, для каждого типа транзисторов при некоторой температуре окружающей среды существует такая мощность, рассеиваемая на транзисторе, при которой температура перехода равна предельной. Эта мощность, называемая предельной или максимальной, может быть подсчитана по формуле

$$P_{г.макс} = \frac{t_{п.доп} - t_с}{R_{п.с}}. \tag{9}$$

Для улучшения условий охлаждения транзисторов средней и большой мощности необходимо применять искусственные теплоотводы — радиаторы. При этом мощность, рассеиваемая на транзисторе, может быть значительно увеличина. В этом случае максимальная мощность определяется по формуле

$$P_{т\cdotмакс} = \frac{t_{п\cdotдоп} - t_с}{R_{п.к} + R_{к\cdotс}}, \qquad (10)$$

где $R_{п.к}$ — тепловое сопротивление между переходом и корпусом транзистора;

$R_{к.с}$ — тепловое сопротивление радиатора (тепловое сопротивление между корпусом транзистора и окружающей средой). Чем меньше тепловое сопротивление радиатора, тем лучше охлаждается транзистор, но больше размеры радиатора.

Зная мощность, рассеиваемую на транзисторе, можно рассчитать требуемое тепловое сопротивление радиатора:

$$R_{к.с} = \frac{t_{п.доп} - t_с}{P_т} - R_{п\cdotк}. \qquad (11)$$

Хорошее охлаждение транзистора является основой его надежной и стабильной работы. Известно, что снижение температуры на переходе транзистора на 10° С от предельного значения увеличивает срок его службы примерно в 2 раза. Поэтому в формулу (11) вместо величины $t_{п.доп}$ рекомендуется подставлять величину $t'_{п.доп} = t_{п.доп} - 10° С$.

Тепловое сопротивление радиатора и площадь его поверхности связаны между собой обратно пропорциональной зависимостью. Для прикидочных расчетов площади поверхности радиатора $S_р$, имеющего требуемое тепловое сопротивление $R_{к.с}$, можно воспользоваться приближенным соотношением

$$S_р \approx \frac{1\,000}{R_{к.с}}, \ см^2. \qquad (12)$$

Для уменьшения размеров и веса радиатор обычно делают из легких металлов с высокой теплопроводностью (алюминий или его сплавы). Толщина стенок и ребер радиатора для низкочастотных каскадов выбирается из условия обеспечения необходимой механической прочности конструкции.

Крепление транзистора к радиатору должно обеспечивать надежный тепловой контакт. Недопустимы перекосы, заусеницы, выбоины, царапины и пыль в плоскости теплового контакта. Транзистор должен крепиться к радиатору с использованием всех предусмотренных средств — болтов, фланцев и др. Перед закреплением транзистора контактирующие поверхности рекомендуется слегка смазать невысыхающим машинным маслом.

Диаметр отверстий в радиаторе под выводы транзистора должен быть как можно меньше. Сверление в радиаторе отверстия, общего для всех выводов, недопустимо, так как это резко ухудшает условия теплоотдачи.

В качестве теплоотводов можно использовать поверхности металлических конструкций и шасси. Если при этом возникает необхо-

димость электрически изолировать корпус транзистора от теплоотвода, то можно между контактирующими поверхностями проложить плотную слюдяную прокладку с небольшими отверстиями под выводы транзистора. При этом тепловое сопротивление увеличивается примерно на 1° С/*вт* на каждые 0,1 *мм* толщины прокладки.

Радиатор необходимо располагать так, чтобы плоскости его основной поверхности и ребер находились в вертикальном положении. Поверхность радиатора полезно матировать — зачистить крупнозернистой наждачной бумагой. Это уменьшает тепловое сопротивление радиатора примерно на 15—20%.

Особенности работы транзистора в режиме большого сигнала

Каскады кадровой развертки работают в режиме, при котором на электродах транзистора имеют место большие изменения токов и напряжений. Такой режим работы называется режимом большого сигнала.

Если амплитуда сигнала, подаваемого на вход каскада, достаточно мала, то нелинейные свойства транзистора не проявляются, так как используется очень малый участок статических характеристик. При увеличении амплитуды сигнала используется более широкая область характеристик, в пределах которой начинают проявляться нелинейные свойства транзистора, что приводит к искажениям формы выходного сигнала.

В оконечных транзисторных каскадах выгодно полнее использовать транзистор по току и напряжению на коллекторе, с тем чтобы получить наибольшую полезную мощность в нагрузке. При этом увеличивается к. п. д. каскада, так как отношение потребляемой мощности к мощности в нагрузке уменьшается. Это очень важно для каскада, являющегося одним из основных потребителей электроэнергии от источника питания.

Кроме того, полное использование транзистора по мощности позволяет применить транзистор с меньшей номинальной мощностью. Это выгодно потому, что чем мощнее транзистор, тем больше мощности при прочих равных условиях расходуется на стабилизацию его режима, так как у транзисторов с большей номинальной мощностью величина неуправляемого тока коллектора больше.

В низкочастотных каскадах транзистор обычно включается по схеме с общим эмиттером, так как эта схема включения позволяет получить наибольшее усиление по мощности. Рассмотрим особенности работы каскада с общим эмиттером в режиме большого сигнала.

На рис. 2, *а* изображены выходные статические характеристики транзистора и проведена нагрузочная прямая, соответствующая активному сопротивлению нагрузки $R_к$. Из рисунка видно, что при токе базы, равном нулю, транзистор полностью не запирается и в его коллекторе течет ток $I_{к.н}$, называемый начальным током коллектора. Для полного запирания транзистора нужно изменить направление тока в базе, т. е. приложить к базе относительно эмиттера небольшой положительный потенциал.

При равномерном увеличении тока базы ток коллектора увеличивается сначала быстро, а затем все медленнее, т. е. коэффициент усиления по току сильно зависит от тока коллектора. Эта зависимость такова, что при увеличении тока коллектора коэффициент усиления по току уменьшается.

Для больших сигналов на коллекторе непостоянство коэффициента усиления по току означает нелинейную зависимость тока коллектора от тока базы, что равносильно нелинейности выходной амплитудной характеристики транзисторного каскада.

Дальнейшее увеличение тока базы выше значения $I_{б5}$ не вызывает уже увеличения коллекторного тока. Наступает режим насыщения, при котором ток коллектора $I_н$ почти не зависит от тока базы. В режиме насыщения транзистор оказывается полностью отпертым. Почти все напряжение источника питания в этом случае падает на сопротивлении нагрузки, а падение напряжения на самом

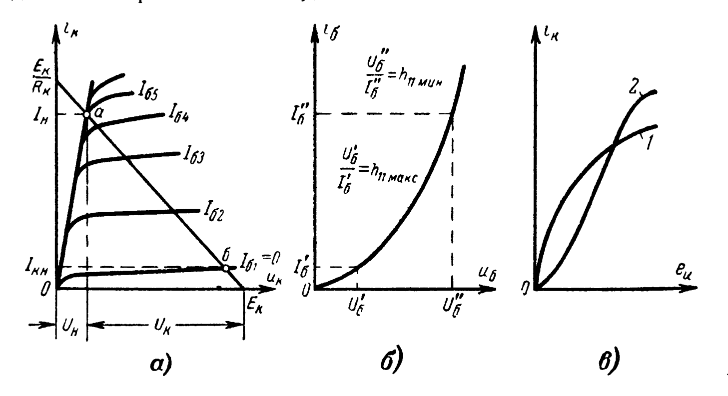


Рис. 2. Выходная (*а*), входная (*б*) и проходные (*в*) характеристики каскада.

транзисторе $U_н=E_к-U_к$, которое называется напряжением насыщения, составляет лишь небольшую часть от напряжения источника питания.

Рабочая область динамической характеристики транзисторного каскада, работающего в режиме линейного усиления, располагается на участке нагрузочной прямой между точками *а* и *б* (рис. 2, *а*). Точка б соответствует началу области отсечки коллекторного тока, а точка *а* — началу области насыщения. Участок между точками *а* и *б* называют раствором выходной динамической характеристики, который характеризует максимально возможную мощность в нагрузке, так как последняя пропорциональна величине $I_н(E_к-U_н) \approx I_н E_к$.

Чтобы полнее использовать по мощности транзистор выходного каскада, необходимо иметь возможно бо́льший раствор выходной характеристики, который зависит от напряжения источника питания и сопротивления нагрузки. Увеличить раствор можно увеличением напряжения источника питания $E_к$ и уменьшением сопротивления нагрузки $R_к$.

Увеличение $E_к$ ограничивается величиной предельного напряжения на коллекторе относительно базы и эмиттера, а уменьшение $R_к$ ограничивается величиной предельного тока коллектора.

Кроме того, уменьшение сопротивления нагрузки изменяет положение нагрузочной прямой так, что последняя располагается в пределах участка, на котором зависимость коэффициента усиления по

току от тока коллектора еще более усугубляется и, следовательно, увеличивается нелинейность выходной амплитудной характеристики транзистора.

Входная цепь транзисторного каскада, работающего в режиме большого сигнала, тоже является нелинейной. Эта нелинейность проявляется в нелинейной зависимости входного тока от входного напряжения, т. е. в непостоянстве входного сопротивления транзистора. В свою очередь вид этой нелинейности связан с напряжением на коллекторе, т. е. с режимом в выходной цепи каскада.

Входная динамическая характеристика транзисторного каскада изображена на рис. 2, *б*. Наиболее нелинейный участок этой характеристики соответствует относительно малым напряжениям на базе транзистора.

Характер нелинейности во входной цепи по своему результирующему действию является обратным по отношению к нелинейности в выходной цепи. При некоторых условиях нелинейность амплитудной характеристики на выходе может компенсироваться нелинейностью на входе, т. е. результирующая нелинейность каскада или, как говорят, нелинейность проходной динамической характеристики может быть меньше отдельно взятых нелинейностей на входе и на выходе.

Взаимная компенсация нелинейностей возможна при соответствующем выборе сопротивления нагрузки в цепи коллектора и внутреннего сопротивления источника сигнала $R_и$ в цепи базы.

Коэффициент усиления по напряжению транзисторного каскада, работающего в режиме большого сигнала, с учетом внутреннего сопротивления источника сигнала определяется выражением

$$K_U = \mathrm{B}\frac{R_н}{R_и + R_{вх}}, \tag{13}$$

в котором

$$\mathrm{B} \approx \frac{\beta_{макс} + \beta_{мин}}{2}$$

— коэффициент усиления по току для большого сигнала, а

$$R_{вх} \approx \frac{h_{11\,макс} + h_{11\,мин}}{2}$$

— усредненное на рабочем участке входное сопротивление транзистора.

Если каскад работает в режиме задания управляющего тока на входе, что обеспечивается наличием источника сигнала, внутреннее сопротивление которого существенно больше входного сопротивления транзистора, то ток во входной цепи линейно зависит от э. д. с. источника. С учетом этого формула (13) может быть переписана в несколько другом виде. Так как $R_и \gg R_{вх}$, то величиной $R_{вх}$ в знаменателе можно пренебречь и тогда

$$K_U = \mathrm{B}\frac{R_н}{R_и}. \tag{14}$$

В этом случае нелинейность входной цепи никак себя не проявляет, а общая нелинейность амплитудной характеристики каскада определяется только нелинейностью выходной цепи транзистора, т. е. зависимостью параметра β от тока коллектора.

Если на входе транзистора задается напряжение, т. е. источник сигнала имеет внутреннее сопротивление, величина которого существенно меньше входного сопротивления транзистора, то входной ток сильно зависит от входного напряжения, что обусловливает нелинейность на входе. В этом случае $R_н \ll R_{вх}$ и величиной $R_и$ в формуле (13) можо пренебречь. Тогда

$$K_U = \text{В}\frac{R_н}{R_{вх}} = SR_н, \tag{15}$$

где S — усредненная на рабочем участке крутизна проходной характеристики транзистора или крутизна прямой передачи, которая определяется как

$$S = \frac{\text{В}}{R_{вх}}. \tag{16}$$

Из выражения (15) видно, что, в случае задания на входе транзисторного каскада входного напряжения, коэффициент усиления определяется крутизной характеристики транзистора — параметром, который менее, чем β, зависит от режима коллекторной цепи, так как с увеличением тока коллектора уменьшается не только величина β, но и величина h_{11}. В этом случае непостоянство величины β частично компенсируется непостоянством величины h_{11} и проходная характеристика каскада становится более линейной.

На рис. 2, *в* показаны проходные характеристики транзисторного каскада для двух описанных режимов входной цепи. Кривая *1* соответствует возбуждению каскада от источника с большим внутренним сопротивлением, а кривая *2* соответствует возбуждению каскада от источника с малым внутренним сопротивлением. Сравнив обе кривые, легко заметить, что кривая *2* имеет довольно протяженный линейный участок. Линейная область этого участка тем шире, чем больше сопротивление нагрузки и чем больше величина В применяемого транзистора.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ СХЕМЫ КАДРОВОЙ РАЗВЕРТКИ ТЕЛЕВИЗОРА

Основные требования к генераторам кадровой развертки

Для неискаженной передачи телевизионного изображения нужно, чтобы в любой момент времени положение электронного луча на экране приемной трубки точно соответствовало положению луча на мишени передающей трубки. Это требует синхронности и синфазности работы разверток приемной и передающей трубок.

Кроме того, необходимо, чтобы линейная скорость перемещения луча на экране приемной трубки в активные моменты времени работы развертки была бы, по возможности, постоянной. Выполнение этого условия обеспечивает постоянство четкости и яркости по всему полю изображения.

Поэтому в передающих телевизионных трубках перемещение луча производится по линейному во времени закону и, следовательно, по тому же закону должно происходить перемещение луча в приемных трубках. Отклонение закона развертки от линейного вызы-

вает специфические искажения изображения на экране приемной трубки, выражающиеся в нарушении геометрических пропорций передаваемого изображения.

Степень этих искажений характеризуется коэффициентами нелинейности по горизонтали и по вертикали. Нелинейность по горизонтали связана с работой строчной развертки, а нелинейность по вертикали — с работой кадровой развертки.

Коэффициенты нелинейности разверток измеряются непосредственно на экране трубки. Для измерения коэффициента нелинейности по вертикали на вход видеоусилителя от специального генератора подается испытательный видеосигнал, имеющий форму прямоугольных симметричных импульсов, следующих с постоянной частотой. Частота генератора и уровень испытательного сигнала устанавливаются такими, чтобы на экране трубки четко просматривались горизонтальные чередующиеся светлые и темные полосы. Число полос обычно берется равным 20. При хорошей линейности все яркостные полосы имеют примерно одинаковую ширину.

Для оценки линейности развертки измеряют ширину самой узкой и самой широкой полос. Величину коэффициента нелинейности подсчитывают по формуле

$$k_{н} = 2\frac{A - B}{A + B}100\%, \qquad (17)$$

в которой A и B — ширина самой широкой и самой узкой полосок соответственно.

Следует заметить, что при просмотре нормального телевизионного изображения нелинейные искажения разверток порядка 8—10% почти незаметны.

В радиолюбительской практике линейность разверток обычно проверяют по телевизионной испытательной таблице. При хорошей линейности размеры квадратов таблицы примерно одинаковы, а большой круг в центре таблицы имеет более или менее правильную форму.

Другим важным параметром развертывающих устройств является устойчивость синхронизации, которая характеризуется способностью самовозбуждающегося задающего генератора развертки эффективно работать в режиме вынужденных колебаний, т. е. с частотой следования синхронизирующих импульсов.

Захватывание колебательного процесса в генераторах наиболее устойчиво, когда собственная частота генератора мало отличается от частоты приходящих синхроимпульсов. Однако целый ряд факторов, наиболее существенными из которых являются колебания температуры, нестабильность напряжения источника питания и старение радиодеталей, вызывают изменение собственной частоты задающего генератора. При этом собственная частота может настолько отличаться от частоты синхроимпульсов, что задающий генератор может выйти из режима вынужденных колебаний и синхронизация нарушится.

Кроме того, по мере изменения собственной частоты задающего генератора, когда разность между частотой вынужденных колебаний и частотой собственных колебаний увеличивается, ухудшается помехоустойчивость. В этом случае синхронизация легче срывается при воздействии импульсных помех.

Устойчивость синхронизации характеризуется стабильностью собственной частоты задающего генератора и полосой захвата — об-

ластью собственных частот, в пределах которой имеет место быстрое захватывание частоты задающего генератора, т. е. происходит уверенное вхождение генератора в режим вынужденных колебаний.

Полоса захвата задающих генераторов кадровой развертки современных телевизоров составляет 10—15 *гц* и располагается при использовании импульсной синхронизации ниже частоты полей, которая равна 50 *гц*. Уход собственной частоты транзисторных задающих генераторов, вызванный изменением окружающей температуры и нестабильностью напряжения питания, не превышает обычно 3 *гц*.

В транзисторных задающих генераторах наблюдается медленное изменение собственной частоты из-за старения транзисторов. Кроме того, значительные изменения собственной частоты могут происходить при смене транзисторов. Эти изменения, как и в ламповых схемах, требуют установки в схеме задающего генератора элемента для подстройки его собственной частоты — регулятора частоты кадров. В транзисторных генераторах пределы этой регулировки, естественно, должны быть более широкими.

Очень важным качеством телевизионной развертки является наличие симметричной чересстрочности, которая характеризуется тем, что строки одного полукадра располагаются симметрично между строками другого. Значительное нарушение этой симметрии выражается в «слипании» соседних строк кадра, что приводит к потере четкости телевизионного изображения.

Симметричность чересстрочной развертки должна сохраняться в пределах полосы захвата задающего генератора или, по крайней мере, в пределах возможного изменения его собственной частоты.

Большое внимание при разработке транзисторных схем кадровой развертки должно уделяться стабильности ее параметров при колебаниях температуры и при изменениях напряжения источника питания. Особенно интенсивные изменения при действии этих факторов испытывают вертикальный размер изображения и его линейность.

Получение пилообразного тока в кадровых отклоняющих катушках

Смещение луча на экране кинескопа в первом приближении линейно зависит от величины тока, протекающего в отклоняющих катушках. Поэтому для получения линейного во времени смещения луча на экране необходимо, чтобы отклоняющий ток изменялся тоже по линейному закону.

Линейную зависимость во времени в пределах прямого хода имеет ток пилообразной формы. Форма тока во время обратного хода принципиального значения не имеет, так как в это время информация не передается, а кинескоп запирается гасящим импульсом видеосигнала.

Следовательно, задача отклонения луча на экране кинескопа сводится к получению в отклоняющих катушках достаточно большого по величине линейного пилообразного тока.

Для оценки геометрических искажений изображения, возникающих вследствие непостоянства скорости перемещения развертывающего луча из-за нелинейности пилообразных токов и напряжений, вводится понятие коэффициента нелинейности пилообразных токов и напряжений, который равен разности между максимальной и ми-

нимальной скоростями изменения тока или напряжения во времени, отнесенной к средней скорости:

$$k_{н} = \frac{v_{макс} - v_{мин}}{v_{ср}} = 2\,\frac{v_{макс} - v_{мин}}{v_{макс} + v_{мин}}\,. \qquad (18)$$

На рис. 3 приведена эквивалентная схема кадровых отклоняющих катушек *КК*. Здесь $L_{кат}$ — индуктивность катушек и $r_{кат}$ — их активное сопротивление.

Выясним, какой формы напряжение нужно подвести к кадровым отклоняющим катушкам, чтобы получить в них пилообразный ток $i_{кат}$, форма которого изображена на рис. 4, *а*.

Если бы система, изображенная на рис. 3, состояла только из активного сопротивления, то к ней, очевидно, потребовалось бы подвести пилообразное напряжение u_r (рис. 4, *б*). А если бы эта система состояла только из индуктивности, то, как известно, пилообразный ток в ней можно было бы получить только при условии, что к ней

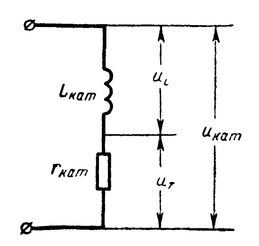


Рис. 3. Эквивалентная схема кадровых отклоняющих катушек.

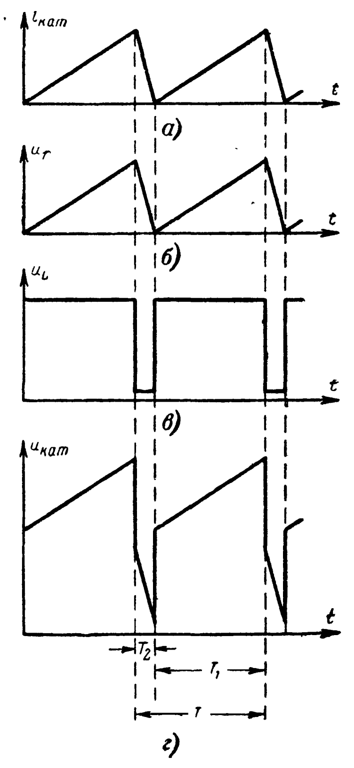


Рис. 4. Форма управляющих напряжений, необходимых для получения пилообразного тока в отклоняющих катушках.

будет подведено прямоугольно-импульсное напряжение u_L (рис. 4, *в*).

Форма интересующего нас напряжения получится, если сложить по точкам напряжение на активном сопротивлении и напряжение на индуктивности. В результате такого сложения получается пилообразно-импульсное напряжение $u_{кат}$ (рис. 4, *г*), которое характерно тем, что имеет линейно нарастающий участок во время прямого

хода T_1 и импульсный скачок напряжения во время обратного хода T_2. Следовательно, для получения в отклоняющих катушках пилообразного тока с линейным прямым ходом необходимо на катушки подать пилообразно-импульсное напряжение.

Следует отметить, что соотношение между импульсной составляющей u_L и пилообразной составляющей u_r определяется соотношением между индуктивностью $L_{\text{кат}}$ и активным сопротивлением $r_{\text{кат}}$, т. е. зависит от постоянной времени катушек

$$\tau_{\text{кат}} = \frac{L_{\text{кат}}}{r_{\text{кат}}} . \tag{19}$$

Чем больше постоянная времени катушек, тем большее значение должна иметь импульсная составляющая напряжения. Идеально линейное нарастание тока в отклоняющих катушках имеет место, когда соблюдается условие

$$\frac{u_L}{u_r} = \tau_{\text{кат}} \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) . \tag{20}$$

Увеличение или уменьшение импульсной составляющей напряжения против оптимальной величины, определяемой этим соотношением, приводит к ухудшению линейности пилообразного тока.

Соотношение (20) не учитывает влияния внутреннего сопротивления источника пилообразно-импульсного напряжения R_i, т. е. при выводе его полагалось, что $R_i=0$. Количественная взаимосвязь между пилообразной и импульсной составляющими, необходимая для получения линейно изменяющегося тока, с учетом внутреннего сопротивления источника выражается соотношением

$$\frac{u_L}{u_r} = \frac{L_{\text{кат}}}{R_i + r_{\text{кат}}} \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) = \tau_{\text{экв}} \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) , \tag{21}$$

из которого следует, что при работе от источника с очень большим внутренним сопротивлением эквивалентная постоянная времени катушки делается настолько малой, что требуется незначительная импульсная составляющая, которой можно пренебречь без заметного ухудшения линейности пилообразного тока.

При заданной постоянной времени катушки в случае применения в качестве источника напряжения транзисторного каскада, включенного по схеме с общим эмиттером, когда выходное сопротивление R_i относительно велико, требуется небольшое импульсное напряжение. А в случае применения каскада, включенного по схеме с общим коллектором, когда выходное сопротивление каскада мало, требуется большое импульсное напряжение.

Считая условно амплитудную характеристику транзистора линейной, можно сделать следующий вывод: в случае применения транзисторного каскада в качестве источника напряжения для получения пилообразного тока в отклоняющих катушках требуемое соотношение между импульсной и пилообразной составляющими напряжения на базе зависит от выходного сопротивления каскада. Если каскад обладает большим внутренним сопротивлением для переменного тока в точке подключения отклоняющих катушек, то на управляющем электроде напряжение должно быть практически пилообразным, а если каскад имеет малое внутреннее сопротивление, то управляющее напряжение должно иметь значительную импульсную составляющую.

Нужно иметь в виду, что при работе катушек от источника с очень большим внутренним сопротивлением, несмотря на то, что импульсная составляющая в управляющем напряжении отсутствует, на катушках будет иметь место всплеск напряжения, имеющий характер импульсной составляющей и возникающий за счет самоиндукции самой катушки. В любом случае, если пилообразный ток идеально линеен, величина всплеска теоретически равна:

$$U_L = \frac{I_{\text{кат}} L_{\text{кат}}}{T_2}, \qquad (22)$$

где $I_{\text{кат}}$ — размах отклоняющего тока в катушках.

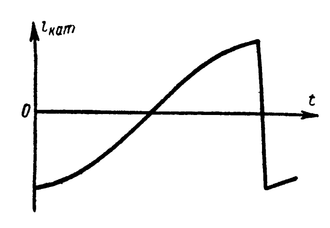


Рис. 5. Форма отклоняющего тока для кинескопа с большим углом отклонения луча

Из этого выражения следует, что увеличение времени обратного хода T_2 вызывает соответственное уменьшение требуемой импульсной составляющей и наоборот. Это говорит о том, что при желании уменьшить величину импульсной составляющей или всплеска напряжения на катушке мы должны или уменьшить индуктивность катушки или увеличить время обратного хода при соответственном уменьшении времени прямого хода развертки, причем для заданной постоянной времени катушки уменьшение любым способом всплеска напряжения на ней будет сопровождаться или ухудшением линейности пилообразного тока или увеличением длительности обратного хода.

Следует заметить, что все наши рассуждения справедливы в полной мере только для идеализированной катушки, которая не обладает собственной емкостью. На практике эта емкость все же влияет на электрические процессы, главным образом несколько видоизменяя форму импульсов обратного хода.

Для кинескопов с большим углом отклонения луча и относительно плоским экраном характерно некоторое нарушение пропорциональности между отклонением луча и отклоняющим током при увеличении угла отклонения. Отклонение луча растет быстрее, чем отклоняющий ток.

В этом случае при питании отклоняющих катушек линейным пилообразным током имеет место существенная нелинейность развертки, характерная тем, что центральная часть изображения сжата, а края растянуты. Для компенсации этой нелинейности пилообразный ток должен иметь S-образную форму (рис. 5). Получение такого тока достигается формированием соответствующего управляющего напряжения.

Получение и линеаризация пилообразного напряжения

Основной метод получения пилообразного напряжения заключается в использовании явления заряда и разряда конденсатора.

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 6, *а*. При включении источника питания конденсатор C постепенно заряжается через резистор R и напряжение на конденсаторе возрастает по экспоненци-

альному закону (кривая *1* на рис. 6, *б*). Заметим, что начальный участок этой линии имеет малую кривизну и изменение напряжения на этом участке происходит почти линейно во времени.

Если по прошествии времени T_1 замкнуть ключ K, то конденсатор быстро разрядится. При размыкании ключа конденсатор вновь начнет заряжаться. Таким образом, разряжая конденсатор через равные промежутки времени, можно получить на конденсаторе напряжение u_C, меняющееся по пилообразному закону.

Частота пилообразного напряжения в этой схеме равна частоте, с которой работает ключ, а длительность обратного хода опре-

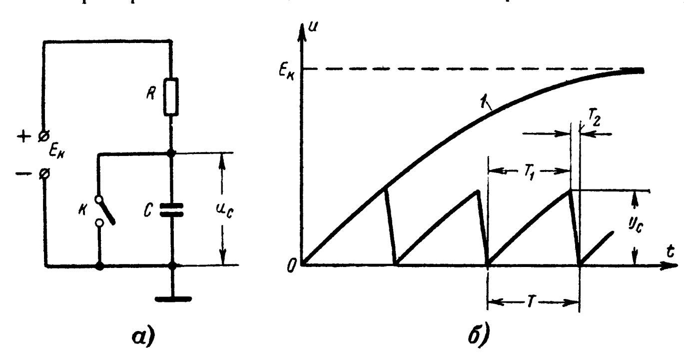


Рис. 6. Схема формирования пилообразного напряжения (*а*) и форма напряжения при заряде и разряде конденсатора (*б*).

деляется временем, в течение которого ключ остается в замкнутом состоянии.

Размах пилообразного напряжения можно определить по формуле

$$U_C = \frac{T_1}{\tau_{зар}} E_к = \varepsilon E_к, \tag{23}$$

где $\tau_{зар} = RC$ — постоянная времени цепи заряда;

$$\varepsilon = \frac{U_C}{E_к} \tag{24}$$

— коэффициент использования напряжения источника питания.

Коэффициент нелинейности пилообразного напряжения связан с параметрами схемы следующим соотношением:

$$k_н = \frac{T_1}{\tau_{зар}}, \tag{25}$$

т. е. численно равен коэффициенту использования напряжения питания $k_н = \varepsilon$

Следовательно,

$$U_C = k_н E_к. \tag{26}$$

Последнее выражение показывает, что при неизменном напряжении источника питания по мере увеличения размаха пилообразного напряжения, которое может быть осуществлено уменьшением $\tau_{зар}$, ухудшается линейность. Единственным средством увеличения размаха пилообразного напряжения при заданном коэффициенте нелинейности является увеличение напряжения источника питания.

В рассмотренном примере прямому ходу пилообразного напряжения соответствует заряд конденсатора, т. е. конденсатор медленно заряжается через резистор R и быстро разряжается через ма-

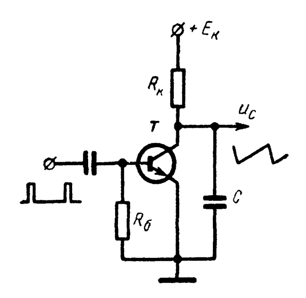


Рис. 7. Разрядный каскад на транзисторе с проводимостью типа *n-p-n*.

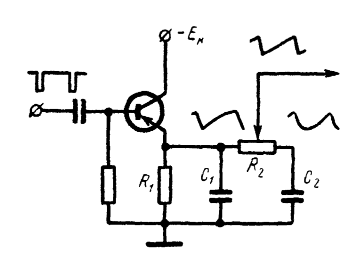


Рис. 8. Двухзвенная интегрирующая цепочка для линеаризации пилообразного напряжения.

лое сопротивление ключа. Однако схема может быть построена и так, что стадии прямого хода будет соответствовать не заряд, а разряд конденсатора. В этом случае конденсатор C медленно разряжается и быстро заряжается. Все сделанные здесь выводы справедливы и для этого случая, если вместо величины $\tau_{зар}$ пользоваться величиной $\tau_{раз}$ — постоянной времени разряда.

В качестве ключа в практических схемах формирования пилообразного напряжения может быть использован транзистор. Схема разрядного каскада на транзисторе с проводимостью *n-p-n* изображена на рис. 7. При отсутствии входного сигнала транзистор заперт благодаря резистору $R_б$, обеспечивающему нулевое смещение на базе. Для получения пилообразного напряжения к базе нужно подвести положительные прямоугольные импульсы, частота следования которых равна требуемой частоте пилообразного напряжения, а длительность которых равна требуемому времени обратного хода. Мощность приходящих импульсов должна быть достаточной, чтобы с приходом каждого импульса транзистор переходил из режима отсечки коллекторного тока в режим насыщения.

Если в качестве ключа использовать транзистор с проводимостью *p-n-p*, то полярность импульсов на базе нужно изменить на обратную. При этом полярность пилообразного напряжения на выходе схемы тоже изменится.

Для улучшения линейности пилообразного напряжения применяются различные методы. Простейшим способом линеаризации является использование на выходе разрядного каскада двойной интегрирующей цепочки

На рис. 8 представлена схема разрядного каскада с двойной интегрирующей цепью. Разрядная цепочка R_1C_1, являющаяся первым интегрирующим звеном, включена здесь в цепь эмиттера транзистора.

Второе интегрирующее звено R_2C_2 работает так, что на конденсаторе C_2 образуется напряжение, кривизна которого противоположна кривизне пилообразного напряжения на конденсаторе C_1. Форма напряжения в какой-либо точке потенциометра R_2 определяется суммированием в определенной пропорции напряжений на конденсаторах C_1 и C_2. Поэтому, перемещая ползунок потенциометра R_2, всегда можно найти такую точку, форма напряжения в которой имеет меньшую нелинейность, чем нелинейность напряжения на конденсаторе C_1. Практически схема с двойной интегрирующей цепочкой позволяет при неизменном размахе пилообразного напряжения уменьшить его коэффициент нелинейности по сравнению со схемой, содержащей только одно интегрирующее звено, в 1,5—2 раза. Потенциометр R_2 в этой схеме может служить хорошим регулятором линейности, способным весьма эффективно корректировать нелинейность пилообразного напряжения, возникающую в последующей части схемы развертки.

Нелинейность пилообразного напряжения в схеме формирования, использующей явление заряда и разряда конденсатора, объясняется значительным изменением тока через резистор по мере изменения напряжения на конденсаторе во время прямого хода. Коэффициент нелинейности можно существенно уменьшить путем стабилизации этого тока при помощи токостабилизирующего элемента, в качестве которого можно использовать транзистор. Возможность использования транзистора для этой цели обусловливается слабой зависимостью тока коллектора от коллекторного напряжения при постоянном базовом токе в схеме с общим эмиттером или при постоянном токе эмиттера в схеме с общей базой.

На рис. 9, *а* приведена схема генератора пилообразного напряжения с транзистором T_2 в качестве токостабилизирующего двухполюсника. В этой схеме заряд конденсатора сооответствует обратному ходу, а во время прямого хода конденсатор разряжается через транзистор T_2 почти постоянным по величине током.

Если известен требуемый ток разряда конденсатора $I_р$ то сопротивление резистора в цепи базы транзистора T_2 может быть определено по формуле

$$R_{б2} = \mathrm{B}\frac{E_к}{I_р}. \qquad (27)$$

Транзистор T_2 в схеме на рис. 9, *а* должен обладать достаточно малым значением тока $I_{К0}$ и слабой зависимостью параметра В от температуры. Можно применять в этой схеме только кремниевые транзисторы, обладающие такими качествами.

В схеме на рис. 9, *б* транзистор T_2 включен по схеме с общей базой, что позволяет получить удовлетворительную стабильность работы токостабилизирующего каскада при использовании в нем германиевых транзисторов. Однако в этой схеме требуется источник положительного напряжения 10—20 *в* для питания эмиттерной цепи транзистора.

Сопротивление резистора в цепи эмиттера $R_э$ вычисляется по формуле

$$R_э = \frac{B E_{см}}{(B+1) I_р}. \qquad (28)$$

В обоих случаях включения транзистора T_2 ток разряда конденсатора равен:

$$I_р = C \frac{U_C}{T_1}. \qquad (29)$$

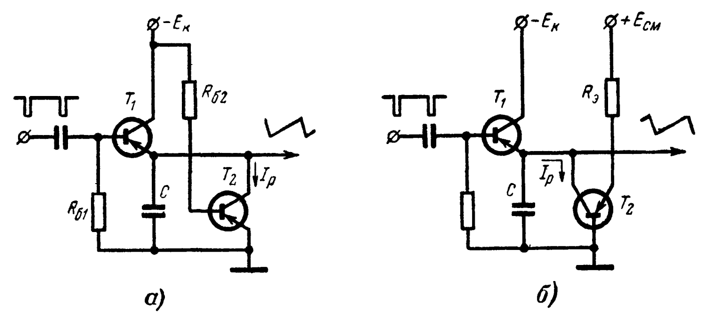


Рис. 9. Схемы линеаризации пилообразного напряжения методом токостабилизирующего двухполюсника.

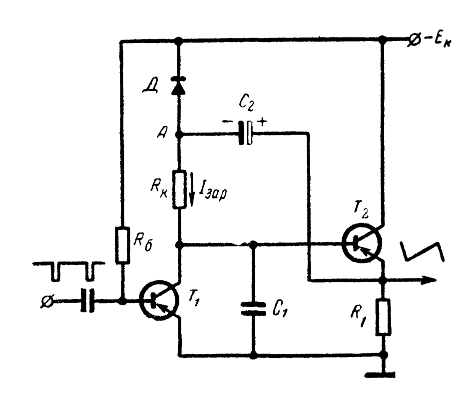


Рис. 10. Схема линеаризации пилообразного напряжения методом компенсирующей э. д. с.

Приведенные схемы генераторов пилообразного напряжения с транзисторными токостабилизирующими элементами позволяют получить коэффициент нелинейности $k_н = 0{,}02 \div 0{,}05$ при коэффициенте использования напряжения источника питания $\varepsilon = 0{,}6 \div 0{,}8$.

На рис. 10 приведена схема линеаризации пилообразного напряжения методом компенсирующей э. д. с При отсутствии управляю-

щего сигнала транзистор T_1 отперт и находится в режиме насыщения. Вследствие этого напряжение на его коллекторе и напряжение на конденсаторе C_1 близки по величине к нулю. В этой стадии напряжение на резисторе $R_э$, являющимся нагрузкой эмиттерного повторителя T_2, тоже практически равно нулю. Конденсатор C_2 большой емкости через диод $Д$ и резистор $R_э$ быстро заряжается до напряжения источника питания.

При воздействии на базу транзистора T_1 положительного импульса, длительность которого равна времени прямого хода, транзистор T_1 запирается. Ток, протекающий через резистор $R_к$, заряжает конденсатор C_1. Напряжение на конденсаторе C_1 становится отрицательным и возрастает по абсолютной величине. Напряжение на выходе эмиттерного повторителя, практически равное напряжению на конденсаторе C_1, тоже растет.

Напряжение в точке A, являющееся суммой напряжений на эмиттере транзистора T_2 и напряжения на конденсаторе C_2, возрастает по абсолютной величине и становится более отрицательным, чем напряжение источника питания. Диод $Д$ запирается, и с этого момента роль источника питания выполняет конденсатор C_2, емкость которого должна быть достаточно большой, чтобы напряжение на нем за время прямого хода изменялось незначительно.

По мере дальнейшего увеличения отрицательного напряжения на конденсаторе C_1 увеличивается и напряжение в точке A так, что падение напряжения на резисторе $R_к$ во время прямого хода остается почти постоянным. Это означает, что ток заряда конденсатора C_1 стабилизируется, чем обеспечивается линейное нарастание напряжения на конденсаторе C_1.

По окончании прямого хода действие положительного импульса на базе транзистора T_1 прекращается. Транзистор вновь отпирается и конденсатор C_1 быстро разряжается. В это время, равное длительности обратного хода, напряжение в точке A по абсолютной величине становится меньше напряжения источника питания. Диод $Д$ открывается и происходит подзаряд конденсатора C_2.

Постоянство зарядного тока в рассматриваемой схеме достигается тем, что напряжение источника, от которого происходит заряд конденсатора C_1, не остается постоянным, а изменяется почти настолько, насколько изменяется напряжение на самом конденсаторе C_1. Линейность пилообразного напряжения тем лучше, чем больше значение параметра B транзистора T_2. Практически схема позволяет получить коэффициент использования напряжения источника питания $\varepsilon = 0{,}5 \div 0{,}7$ при коэффициенте нелинейности $k_н = 0{,}03 \div 0{,}05$.

Емкость конденсатора C_1 выбирается в этой схеме из условия

$$C_1 = T_1 \frac{I_{зар}}{U_C}, \tag{30}$$

где $I_{зар}$ — ток заряда конденсатора C_1, величина которого должна быть существенно больше величины обратного тока коллектора транзистора T_1.

Сопротивление в цепи коллектора при этом должно быть равно:

$$R_к = \frac{E_к}{I_{зар}}. \tag{31}$$

Емкость конденсатора C_2 должна быть существенно больше емкости конденсатора C_1, т. е. можно принять $C_2 = 10\,C_1$.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДОВ В СХЕМЕ КАДРОВОЙ РАЗВЕРТКИ

Особенности построения схемы кадровой развертки на транзисторах

Блок-схема кадровой развертки состоит из задающего генератора пилообразного напряжения и мощного усилителя, преобразующего пилообразное напряжение в пилообразный ток, протекающий в отклоняющих катушках. Возможны два варианта распределения функциональных задач между задающим генератором и усилителем.

В первом варианте используют задающий генератор с очень хорошей линейностью пилообразного напряжения в сочетании с усилителем, имеющим линейную амплитудную характеристику, которая в транзисторных схемах достигается применением глубоких отрицательных обратных связей.

Такие схемы сложны, но обеспечивают высокую линейность развертки и стабильность всех ее параметров. Вместе с тем в этих схемах достигается хорошая взаимозаменяемость однотипных транзисторов. Применять такие схемы целесообразно только в высококачественных стационарных телевизорах.

Во втором варианте применяют задающий генератор, в котором допускается значительная нелинейность пилообразного напряжения. Эта нелинейность компенсируется затем в усилителе нелинейностью, имеющей обратный характер. Компенсация достигается использованием нелинейных свойств транзисторных каскадов, а также формированием соответствующих переходных характеристик за счет частотно-избирательных цепей.

Схемы кадровых разверток, в которых используется этот принцип, отличаются простотой, но применяются обычно только в тех случаях, когда к устройству в целом не предъявляется высоких требований. Такие схемы целесообразно применять только в малогабаритных переносных конструкциях.

Большинство схем транзисторной кадровой развертки современных телевизоров строится по принципу, занимающему промежуточное положение между первым и вторым вариантами. Почти всегда в этих схемах усилитель оказывается охваченным отрицательной обратной связью, а задающий генератор дополняется схемой линеаризации пилообразного напряжения или схемой компенсации нелинейности.

В качестве задающего генератора используется блокинг-генератор с разрядной цепью.

Выходные каскады строятся преимущественно по однотактной схеме с выходным трансформатором или с применением дросселя.

Между задающим генератором и выходным каскадом размещаются промежуточные каскады, обеспечивающие требуемое усиление по мощности.

Чаще всего в схеме кадровой развертки используется три-четыре транзистора и несколько полупроводниковых диодов.

Задающий генератор пилообразного напряжения

Для формирования пилообразного напряжения необходимо иметь самовозбуждающийся генератор прямоугольных импульсов и разрядный каскад. С целью уменьшения общего числа транзисторов

функции разрядного каскада обычно выполняет самовозбуждающийся генератор.

В качестве генератора прямоугольных импульсов может быть использован несимметричный мультивибратор или блокинг-генератор. В транзисторных телевизорах применяются преимущественно блокинг-генераторы, обладающие по сравнению с мультивибраторами лучшими термостабильностью и взаимозаменяемостью транзисторов, а также позволяющие, при прочих равных условиях, использовать в схеме меньшее число транзисторов.

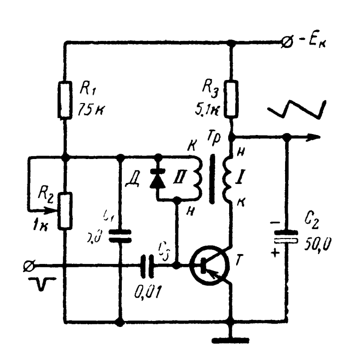


Рис. 11. Схема блокинг-генератора с формированием пилообразного напряжения в цепи коллектора.

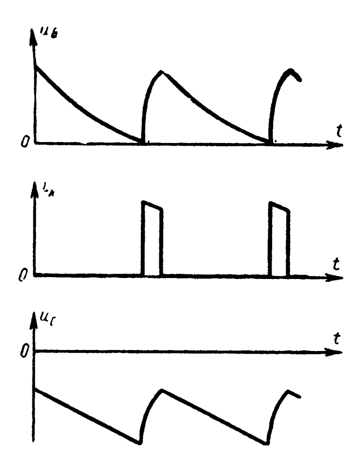


Рис. 12. Форма напряжений и тока в блокинг-генераторе.

Блокинг-генератор представляет собой усилительный каскад, охваченный с помощью трансформатора очень сильной положительной обратной связью. Вторичная обмотка трансформатора включается в цепь базы транзистора, а первичная обмотка может быть включена в цепь коллектора (коллекторно-базовая связь) или в цепь эмиттера (эмиттерно-базовая связь).

На рис. 11 изображена схема часто применяемого транзисторного блокинг-генератора с коллекторно-базовой связью. В течение большей части периода колебаний транзистор заперт положительным напряжением на конденсаторе C_1, который медленно разряжается на цепочку из резисторов R_1 и R_2.

Когда напряжение $u_в$ на конденсаторе C_1 станет равным нулю (рис. 12), транзистор начнет отпираться и через первичную обмотку трансформатора потечет нарастающий коллекторный ток, который вызовет наличие тока во вторичной обмотке и, следовательно, в цепи базы транзистора. Это еще больше отопрет транзистор. Процесс перехода транзистора из запертого состояния в отпертое благодаря большой положительной обратной связи протекает лавинообразно и заканчивается глубоким насыщением транзистора.

Затем некоторое время транзистор находится в отпертом состоянии, так как ток базы не может прекратиться мгновенно из-за само-

индукции вторичной обмотки трансформатора. В это время конденсатор C_1 через отпертый диод эмиттерно-базового перехода заряжается и напряжение на нем снова становится положительным. Заряд конденсатора происходит за счет броска тока в момент перехода транзистора из запертого состояния в отпертое и за счет энергии, запасенной трансформатором после того, как транзистор уже отопрется.

По мере уменьшения тока базы транзистор выходит из насыщения и ток коллектора начинает уменьшаться. Под действием положительной обратной связи процесс уменьшения тока коллектора происходит лавинообразно и транзистор быстро запирается.

Самовозбуждение блокинг-генератора возможно только при определенном подключении выводов обмоток трансформатора к схеме. Правильное включение трансформатора показано на рис. 11, где обозначены начала и концы обмоток. Если блокинг-генератор не возбуждается, то полезно попробовать поменять местами точки подсоединения выводов какой-либо одной из обмоток.

Разрядная цепочка для формирования пилообразного напряжения, состоящая из резистора R_3 и конденсатора C_2, включается в этой схеме в цепь коллектора. Если отключить от схемы конденсатор C_2, то в точке его соединения с резистором R_3 будут иметь место короткие положительные импульсы, длительность которых равна времени обратного хода пилообразного напряжения T_2.

Длительность импульсов обратного хода связана с параметрами элементов схемы приближенным соотношением

$$T \approx \frac{nL_1}{r_б} (В - n), \tag{32}$$

где $r_б \approx 500$ *ом* — прямое сопротивление участка база — эмиттер транзистора;
L_1 — индуктивность первичной обмотки трансформатора;
n — коэффициент трансформации, равный отношению числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки.

Из этой формулы видно, что при увеличении индуктивности первичной обмотки трансформатора длительность импульсов обратного хода возрастает. На практике время обратного хода формируемого пилообразного напряжения выбирается в пределах 100—500 *мксек*. Для германиевых транзисторов малой мощности коэффициент трансформации принимается равным $n = 2 \div 6$, причем чем меньше значение параметра В транзистора, тем большим нужно брать коэффициент трансформации.

При выборе времени обратного хода и параметров схемы необходимо следить за тем, чтобы в момент разряда конденсатора C_2 ток коллектора, используемого в блокинг-генераторе транзистора, не превышал предельной величины. Этот ток можно вычислить по формуле

$$I_р = \frac{C_2 U_C}{T_2}. \tag{33}$$

Частота пилообразного напряжения определяется в основном временем разряда конденсатора C_1 через резисторы R_1 и R_2. Поэтому цепь разряда этого конденсатора называется времязадающей

или хронирующей. Регулировку собственной частоты блокинг-генератора удобно осуществлять изменением сопротивления одного из резисторов R_1 или R_2.

Рассмотренная схема задающего генератора формирует пилообразное напряжение с падающим линейным участком. Если требуется иметь линейно нарастающее напряжение, то аналогичную схему можно построить с применением в ней транзистора с проводимостью типа *n-p-n*.

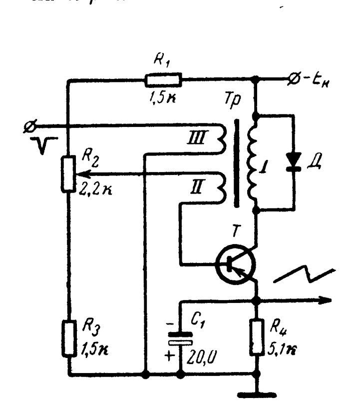


Рис. 13. Схема блокинг-генератора с формированием пилообразного напряжения в цепи эмиттера.

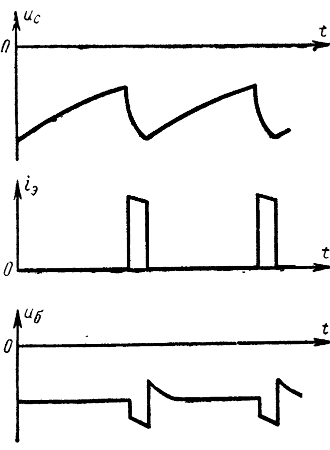


Рис. 14. Форма напряжений и токов в блокинг-генераторе.

На рис. 13 приведена очень распространенная схема блокинг-генератора с формированием пилообразного напряжения в цепи эмиттера. Эта схема обладает низким выходным сопротивлением и хорошей термостабильностью. Недостатком схемы является то, что при регулировке частоты кадров, которая осуществляется потенциометром R_2 (путем изменения напряжения на базе) в несколько большей степени, чем в схеме на рис. 11, изменяется размах пилообразного напряжения на выходе. Однако это обстоятельство не существенно, так как частота блокинг-генератора при работе телевизора определяется стабильной частотой синхронизирующих импульсов.

В этой схеме формирующая цепочка R_4C_1 является одновременно и хронирующей. Бо́льшую часть периода колебаний блокинг-генератора транзистор находится в запертом состоянии. В это время конденсатор C_1 медленно разряжается на резистор R_4. Когда отрицательное напряжение u_C на конденсаторе C_1 по абсолютной величине станет меньше напряжения на базе $u_б$ (рис. 14), транзистор благодаря сильной положительной обратной связи лавинообразно переходит в режим насыщения. Конденсатор C_1 в это время заряжается током эмиттера и отрицательное напряжение на нем быстро растет. Когда это напряжение станет больше напряжения на базе, транзистор вновь лавинообразно запрется.

Эта схема формирует пилообразное напряжение с нарастающим участком прямого хода. Если требуется иметь напряжение обратной полярности, то аналогичную схему можно построить, применив в ней транзистор проводимости типа *n-p-n*.

Для схемы рис. 13 время обратного хода пилообразного напряжения может быть вычислено по формуле (32), а максимальное значение тока через транзистор — по формуле (33).

При переходе транзистора из состояния проводимости в запертое состояние в первичной обмотке трансформатора происходит резкое изменение тока, которое сопровождается всплеском напряжения, имеющего форму острого импульса отрицательной полярности. Напряжение на коллекторе в этот момент времени равно сумме напряжений источника питания и размаха импульса (рис. 15). Это суммарное напряжение представляет для транзистора большую опасность, так как оно превышает величину предельного напряжения между коллектором и базой. Для ограничения всплеска напряжения достаточно подсоединить параллельно какой-либо обмотке трансформатора полупроводниковый диод так, как это сделано в схеме на рис. 11 или в схеме на рис. 13. При подключении диода напряжение всплеска оказывается приложенным к открытому диоду и ограничивается его шунтирующим действием. В другие моменты времени диод практически не влияет на работу блокинг-генератора.

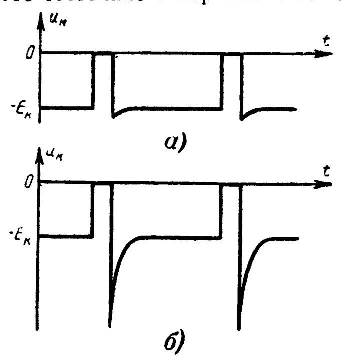


Рис. 15. Форма напряжения на коллекторе транзистора блокинг-генератора с коллекторно-базовой связью.

а — с ограничивающим диодом, *б* — без ограничивающего диода

Синхронизация частоты блокинг-генератора осуществляется подачей синхронизирующих импульсов через разделительную емкость непосредственно на базу или коллектор транзистора. Величина емкости должна быть порядка 0,01—0,05 *мкф*. Транзисторный блокинг-генератор несколько лучше синхронизируется, если синхроимпульсы подаются на базу транзистора. В схемах, изображенных на рис. 11 и 13, на базу необходимо подавать синхроимпульсы отрицательной полярности, а на коллектор — положительные синхроимпульсы. В случае применения в блокинг-генераторе транзисторов проводимости типа *n-p-n* на базу подаются положительные синхроимпульсы, а на коллектор — отрицательные. Наилучшие результаты дает схема, в которой синхроимпульсы подаются на специальную третью обмотку трансформатора (рис. 13).

Для получения хорошей чересстрочности необходимо иметь четкие, без помех, синхроимпульсы. Задающий генератор должен быть хорошо защищен от воздействия импульсного напряжения строчной развертки. Трансформатор блокинг-генератора нужно размещать подальше от элементов схемы телевизора, вокруг которых имеются сильные магнитные или электрические поля (трансформаторы, отклоняющая система, лампы строчной развертки и др.).

Иногда бывает нужно, чтобы пилообразное напряжение, формируемое задающим генератором, содержало импульсную составляющую. Генератор пилообразно-импульсного напряжения представлен на рис. 16. Импульсная составляющая напряжения формируется здесь при помощи резистора R_4, добавляемого к обычной разрядной цепочке R_3C_3.

В момент обратного хода конденсатор C_3 быстро разряжается через открытый транзистор и резистор R_4. Ток разряда $I_р$, проходя

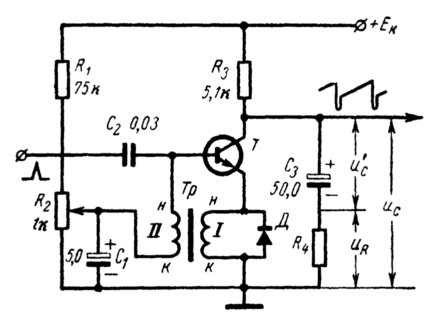


Рис. 16. Схема блокинг-генератора с эмиттерно-базовой связью.

через резистор R_4, создает на нем импульсное падение напряжения u_R (рис. 17), которое в этот момент складывается с изменением напряжения на конденсаторе C_3.

Размах импульсной составляющей напряжения равен:

$$U_R = I_р R_4. \quad (34)$$

Здесь $I_р$ — ток разряда конденсатора C_3, определяемый соотношением (33).

Отношение пилообразной составляющей напряжения к импульсной составляющей рассчитывается по формуле

$$\frac{U'_C}{U_R} = \frac{U_C - U_R}{U_R}, \quad (35)$$

в которой U_C — размах переменного напряжения на выходе задающего генератора, определяемый из соотношения (23).

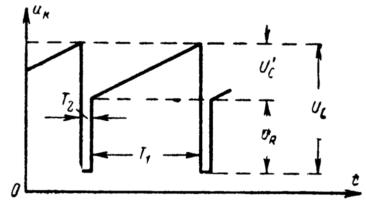


Рис. 17. Форма пилообразно-импульсного напряжения на коллекторе блокинг-генератора.

Цепочка формирования пилообразно-импульсного напряжения, естественно, может быть использована в любой из рассмотренных схем блокинг-генераторов.

Основное достоинство приведенной на рис. 16 схемы блокинг-генератора с эмиттерно-базовой связью состоит в том, что эта схема менее подвержена влиянию электростатических и электромагнитных полей, так как первичная

обмотка трансформатора в момент обратного хода подключена к эмиттеру транзистора (источник с низким внутренним сопротивлением).

Нестабильность постоянного напряжения, которым осуществляется питание задающего генератора, оказывает существенное влияние на стабильность размаха формируемого пилообразного напряжения. Следует иметь в виду, что стабилизация напряжения питания схемы задающего генератора, например с помощью полупроводниковых стабилитронов, не решает полностью задачи стабилизации вертикального размера изображения. Дело в том, что на стабильность вертикального размера оказывает свое влияние режим питания электроннолучевой трубки и в первую очередь стабильность высокого напряжения на втором аноде кинескопа. Поэтому задача стабилизации вертикального размера должна решаться совместно с задачей стабилизации горизонтального размера изображения, с тем чтобы обеспечить постоянство формата кадра.

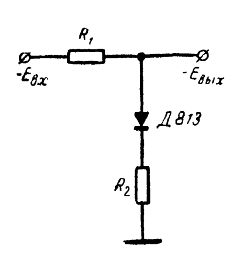


Рис. 18. Схема питания задающего генератора.

Наиболее простой способ стабилизации формата изображения заключается в том, что с помощью элементов с нелинейной вольт-амперной характеристикой получают такой источник питания для задающего генератора кадровой развертки, который имеет требуемую характеристику зависимости выходного напряжения от напряжения первичного источника питания. Эта характеристика должна быть в большинстве случаев промежуточной между характеристикой идеального стабилизатора напряжения и характеристикой нестабилизированного источника. Эффективный результат дает схема питания задающего генератора кадровой развертки, приведенная на рис. 18. В этой схеме требуемую зависимость выходного напряжения от напряжения на входе цепи можно получить подбором в каждом конкретном случае сопротивления резистора R_2.

Питание блокинг-генератора должно осуществляться от источника с достаточно малым уровнем пульсаций. На первый взгляд может показаться, что наличие фона не имеет в этом случае существенного значения. Но это не так. Дело в том, что на каждом телецентре частота полей кадровой развертки передающей трубки синхронна с частотой сети переменного тока. Если частота местной сети, от которой питается телевизор, не совпадает с частотой сети передающего телецентра, то частота кадровой развертки телевизора оказывается несинхроной с частотой пульсаций выпрямителя. В таком случае пульсации напряжения на выходе выпрямителя воспринимаются блокинг-генератором как изменения абсолютного значения питающего напряжения $\Delta E_к$ с частотой, равной разности частот кадровой развертки и местной сети переменного тока. Изменения напряжения питания задающего генератора приводят, как было показано выше, к изменениям размаха пилообразного напряжения и, следовательно, к медленным изменениям вертикального размера изображения. Этот эффект возникает, естественно, только в случае, если частота местной сети переменного тока не синхронна с частотой сети передающего телецентра (например, во время ретрансляции

местным телецентром программ отдаленных телецентров). Допустимый размах пульсаций составляет примерно 1% от номинального напряжения источника питания.

Выходной каскад кадровой развертки с трансформаторным выходом

Очень часто в стационарных телевизорах применяется схема однотактного выходного каскада кадровой развертки с трансформаторным выходом, которая позволяет при соответствующем выборе коэффициента трансформации получить оптимальное согласование коллекторной цепи транзистора с нагрузкой.

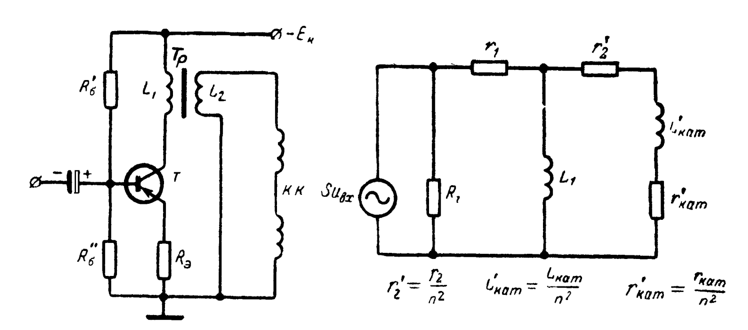


Рис. 19. Выходной каскад с трансформаторным выходом и его эквивалентная схема.

Транзистор в выходном каскаде может быть включен либо по схеме с общим эмиттером, либо по схеме с общей базой. Схема с общим коллектором не применяется, так как в связи с низким выходным сопротивлением такого каскада трудно получить приемлемое время обратного хода развертки. Использование схемы с общей базой из-за отсутствия усиления по току и низкого входного сопротивления требует применения согласующего трансформатора между предварительным и оконечным каскадами, что является большим неудобством. В связи с этим в выходных каскадах кадровой развертки транзисторы преимущественно включаются по схеме с общим эмиттером.

На рис. 19 изображены схема трансформаторного выходного каскада и его эквивалентная схема. Если индуктивность первичной обмотки трансформатора L_1 мала, то в схеме имеют место частотные искажения на низких частотах и, следовательно, искажения формы пилообразного тока в отклоняющих катушках. В этом случае при идеально линейном токе коллектора отклоняющий ток имеет явно выраженную нелинейность. Коэффициент нелинейности связан с параметрами эквивалентной схемы следующим соотношением:

$$k_н = T_1 \frac{r_{кат}}{n^2 L_1}. \quad (36)$$

Для получения достаточно малого коэффициента нелинейности пилообразного тока в отклоняющих катушках требуется очень большая индуктивность первичной обмотки трансформатора. На практи-

ке применяют трансформаторы со значительно меньшей индуктивностью, чем это требуется по формуле (36), а для компенсации нелинейности придают линейно нарастающему участку коллекторного тока $i_к$ форму дуги с выпуклостью вниз (рис. 20). Форма базового тока $i_б$ должна соответствовать требуемой форме коллекторного тока, а также учитывать нелинейность проходной амплитудной характеристики транзистора.

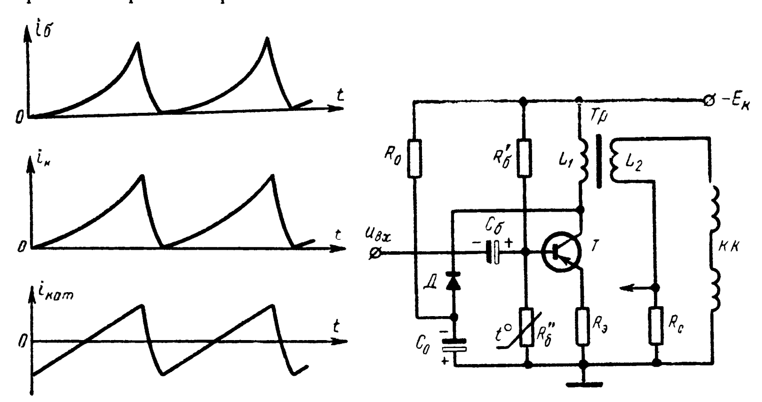


Рис. 20. Форма токов базы и коллектора, необходимая для получения линейного тока в отклоняющих катушках.

Рис. 21. Схема выходного каскада с диодной цепочкой ограничения всплеска напряжения на коллекторе.

В связи с тем, что в данном случае искажения переходной характеристики и нелинейные искажения вызывают сходные по своему характеру искажения формы пилообразного тока в нагрузке, методы коррекции этих искажений аналогичны. Коррекция может осуществляться за счет частотно-зависимых цепей или при помощи нелинейных элементов, а также применением этих двух методов одновременно.

Необходимая для коррекции частотная характеристика может быть получена введением в усилительную часть схемы частотно-зависимых цепей обратной связи. Очень часто применяется схема положительной обратной связи через интегрирующую цепочку, позволяющая осуществить подъем частотной характеристики в области низких частот. Работа ее будет описана ниже.

Наиболее распространенный способ коррекции с помощью нелинейных цепей заключается в использовании нелинейных свойств транзисторных каскадов, предшествующих выходному каскаду. Соответствующим выбором режима работы этих каскадов можно получить нелинейные искажения, характер которых будет обратным по отношению к искажениям, возникающим в выходном каскаде.

Линейность амплитудной характеристики выходного каскада может быть существенно улучшена, если каскад охватить отрицательной обратной связью по переменному току. Для этого достаточно в цепь эмиттера включить резистор $R_э$ (рис. 21), сопротивление которого должно быть 2—5 *ом*.

Но самым действенным способом линеаризации пилообразного тока в отклоняющих катушках является применение отрицательной обратной связи, охватывающей всю усилительную часть схемы кадровой развертки. Для этого последовательно с отклоняющими катушками включается резистор ($R_с$ на рис. 21), имеющий небольшое (1—5 *ом*) сопротивление, с которого снимается напряжение обратной связи, пропорциональное току в отклоняющих катушках Это напряжение подводится к одному из промежуточных каскадов.

Коэффициент трансформации выходного трансформатора, определяемый как отношение числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки, при заданном напряжении источника питания может быть рассчитан по приближенной формуле

$$n = \frac{I_{кат}\, r_{кат}}{\gamma\,(2E_к - U_{ост})}, \qquad (37)$$

где γ — коэффициент, учитывающий эффективность использования напряжения питания; обычно $\gamma = 0{,}5 \div 0{,}7$;

$I_{кат}$ — размах пилообразного тока в отклоняющих катушках, необходимый для полного отклонения луча кинескопа;

$U_{ост}$ — остаточное напряжение на коллекторе транзистора выходного каскада, о котором будет сказано ниже. Величина остаточного напряжения выбирается для большинства германиевых транзисторов средней мощности в пределах 2—6 *в*.

Индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора выбирается из условия

$$L_1 \geqslant 0{,}5\, T_1 \frac{r_{кат}}{n^2}. \qquad (38)$$

При этом линейность отклоняющего тока достигается еще довольно простыми средствами, а размеры трансформатора получаются вполне приемлемыми.

Размах пилообразного тока в коллекторе транзистора при этом будет равен:

$$I_1 = n I_{кат}, \qquad (39)$$

а постоянную составляющую коллекторного тока можно определить по формуле

$$I_0 = 0{,}6\, I_1. \qquad (40)$$

Размах пилообразной составляющей напряжения на коллекторе транзистора равен:

$$U_1 = I_1 \left(r_1 + \frac{r_2}{n^2} + \frac{r_{кат}}{n^2} + \frac{R_с}{n^2} \right), \qquad (41)$$

где r_1 — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора;

r_2 — активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора;

$R_с$ — сопротивление резистора, включаемого последовательно с отклоняющими катушками, с которого снимается напряжение обратной связи.

Сопротивление обмоток не должно быть слишком большим. Трансформатор будет иметь приемлемый к. п. д., если сопротивления обмоток выбрать из условий: $r_2 \leqslant 0,1\, r_{кат}$, $r_1' \leqslant 0,1\, r'_{кат}$. Для изготовления трансформатора можно воспользоваться типовым сердечником, используемым в аналогичных по мощности ламповых схемах кадровой развертки.

Очень важное значение для хорошей работы выходного каскада имеет правильный выбор режима коллекторной цепи. На рис. 22 изображена эпюра напряжения на коллекторе, позволяющая рас-

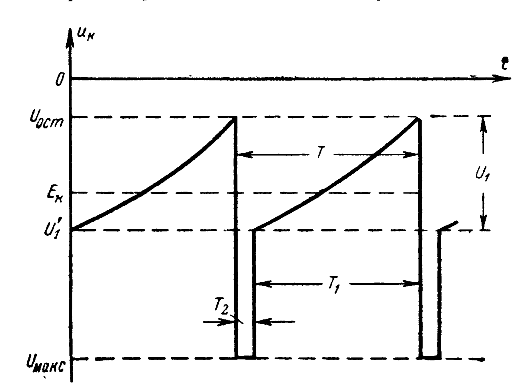


Рис. 22. Эпюра напряжения на коллекторе транзистора выходного каскада.

смотреть особенности работы выходного каскада в различных стадиях формирования пилообразного тока в нагрузке.

Во время прямого хода развертки отрицательное напряжение на коллекторе уменьшается и к моменту начала обратного хода достигает величины остаточного напряжения $U_{ост}$, которое должно быть несколько больше напряжения насыщения $U_н$. Если величина остаточного напряжения будет слишком мала, то из-за нелинейности участка выходной динамической характеристики, находящегося в непосредственной близости к точке насыщения, нижняя часть изображения будет несколько сжата или даже завернута из-за ограничения коллекторного тока при вхождении транзистора в режим насыщения. Искажения изображения будут усугубляться по мере уменьшения напряжения питания и при повышении температуры транзистора.

Во время обратного хода развертки транзистор запирается импульсом, приходящим на его базу от предварительного каскада. Из-за резкого изменения тока в индуктивности отклоняющих катушек на первичной обмотке выходного трансформатора возникает резкий скачок напряжения. В этот момент отрицательное напряжение на коллекторе достигает величины

$$U_{макс} = U_{ост} + U_1 + \frac{L_{кат}\, I_{кат}}{n\, T_ф}, \qquad (42)$$

где $T_ф$ — время перехода транзистора в закрытое состояние.

Всплеск напряжения $U_{макс}$ обычно бывает больше предельного напряжения между коллектором и базой. Величину этого всплеска необходимо ограничить, чтобы исключить вероятность выхода из строя транзистора.

Ограничение всплеска достигается при помощи варистора, присоединяемого к первичной обмотке выходного трансформатора. Во время прямого хода развертки, когда на первичной обмотке действует относительно небольшое напряжение, сопротивление варистора большое и его влияние практически не сказывается на работе выходного каскада. Во время обратного хода, когда возникает значительное импульсное напряжение, сопротивление варистора резко уменьшается и обмотка оказывается зашунтированной этим сопротивлением, что предотвращает дальнейшее увеличение напряжения на коллекторе.

Часто для ограничения всплеска напряжения применяют схему с полупроводниковым диодом (рис. 21). В этой схеме во время прямого хода развертки конденсатор C_0 заряжен и отрицательное напряжение на нем по абсолютной величине больше напряжения источника питания. В это время диод закрыт, а конденсатор медленно разряжается на источник питания через резистор R_0. К началу обратного хода напряжение на конденсаторе уменьшается, но попрежнему остается больше напряжения источника питания, так как постоянная времени R_0C_0 берется достаточно большой. Во время обратного хода отрицательное напряжение на коллекторе резко возрастает. Когда величина его станет больше напряжения на конденсаторе, диод откроется и дальнейший рост этого напряжения прекратится, так как первичная обмотка трансформатора окажется зашунтированной конденсатором C_0. В это время конденсатор быстро заряжается и напряжение на нем вновь возрастает.

Емкость конденсатора C_0 обычно выбирают равной 20—100 *мкф*, а требуемое сопротивление резистора R_0 может быть определено по формуле

$$R_0 \approx \frac{U_{к.доп} T}{I_1 T_{2доп}}, \tag{43}$$

где $U_{к.доп}$ — предельное напряжение на коллекторе транзистора. Конденсатор C_0 должен быть рассчитан на работу под постоянным напряжением, равным $U_{макс}$.

Следует иметь в виду, что при ограничении всплеска напряжения увеличивается время обратного хода. Например, при уменьшении сопротивления резистора R_0 в схеме рис. 21 время обратного хода может стать больше длительности кадрового гасящего импульса. Тогда часть передаваемой информации придется на обратный ход развертки и не будет воспроизводиться на экране телевизора. Чтобы этого не случилось, время обратного хода не должно превышать 1 500 *мксек*.

Согласно формуле (42) всплеск напряжения на коллекторе транзистора выходного каскада зависит от коэффициента трансформации выходного трансформатора. Следовательно, получить малое время обратного хода можно, применив выходной трансформатор с достаточно большим коэффициентом трансформации, так как при этом потребуется в меньшей степени ограничивать всплеск напряжения. Однако в этом случае увеличится ток коллектора, уменьшатся коэффициент усиления по току и входное сопротивление транзи-

стора, что вызовет ухудшение линейности проходной амплитудной характеристики. С учетом характеристик отечественных транзисторов считается, что оптимальный вариант коэффициента трансформации соответствует 0,5—1.

Выходной каскад кадровой развертки работает в режиме, аналогичном режиму *А*. Однако эта аналогия полностью исчезает во время обратного хода. Симметричность напряжения на коллекторе за счет импульсов обратного хода существенно нарушается. Поэтому требуется несколько большее напряжение питания $E_к$, чем для каскадов, работающих в чистом режиме *А*. Из рис. 22 видно, что линия, соответствующая напряжению $E_к$, располагается не точно посередине между напряжениями $U_{ост}$ и U'_1, а смещена в сторону напряжения U'_1. Чем больше длительность импульсов обратного хода и их величина, тем ниже опускается линия $E_к$, т. е. требуется большее отрицательное напряжение от источника питания. С учетом этого напряжение, необходимое для питания выходного каскада, может быть вычислено по формуле

$$E_к = I_1 (r_1 + R_э) + \frac{U_1}{2} + \frac{T_2}{T_1} U_{макс} + U_{ост}, \tag{44}$$

где $R_э$ — сопротивление резистора в цепи эмиттера. Обычно в начале расчета $U_{макс}$ и T_2 неизвестны. Вместо них можно подставить в формулу величины $U_{к.доп}$ и $T_{2.доп} = 1\,500$ *мксек*.

Полное использование раствора выходной динамической характеристики транзистора, работающего в выходном каскаде, а также широкий диапазон рабочих температур на переходе за счет инерционности прогрева радиатора требуют высокой стабильности режима. В связи с тем, что нагрузкой каскада по постоянному току является первичная обмотка выходного трансформатора, имеющая малое активное сопротивление, напряжение на коллекторе транзистора изменяется от нестабильности коллекторного тока незначительно. Но с увеличением тока коллектора уменьшаются коэффициент усиления по току и входное сопротивление транзистора, что вызывает ухудшение линейности амплитудной характеристики каскада. Обычно стремятся, чтобы коллекторный ток мог увеличиваться не более чем на 10% от номинального значения. С учетом этого допустимый коэффициент нестабильности выходного каскада можно найти по формуле

$$S_{i\,доп} = \frac{0,1\,I_0}{\Delta I_{к0}}. \tag{45}$$

Если в каскаде используется метод эмиттерной стабилизации, то сопротивление стабилизирующего резистора $R_э$ должно быть не менее

$$R_э = R_б \frac{1 - \dfrac{S_i}{B_{ст}}}{S_i - 1}, \tag{46}$$

где $R_б$ — полное сопротивление постоянному току в точке, к которой подсоединен базовый вывод. Для схемы, в которой используется емкостная связь между предварительным и выходным каскадом, сопротивление $R_б$ определяется так же, как в формуле (5).

Применение метода термокомпенсации по соображениям, изложенным выше, можно считать только вспомогательным средством

для стабилизации режима, позволяющим при прочих равных условиях несколько увеличить сопротивление $R_б$ и тем самым получить некоторый выигрыш в усилении по мощности за счет увеличения входного сопротивления каскада.

Терморезистор подключается к схеме, как показано на рис. 21. Для получения требуемой характеристики компенсации последовательно или параллельно терморезистору включаются резисторы. Сам терморезистор закрепляется непосредственно на корпусе транзистора или на его радиаторе, с тем чтобы обеспечить тепловой контакт между терморезистором и корпусом прибора. Это нужно для того, чтобы компенсация изменения режима происходила с учетом не только температуры окружающего воздуха, но, главным образом, с учетом температуры корпуса транзистора.

Весьма эффективным дополнительным средством улучшения термостабильности режима выходного каскада является введение в схему отрицательной обратной связи по постоянному току, охватывающей выходной и предвыходные каскады. Разумеется, это возможно, если в усилительной части схемы все каскады связаны между собой потенциально, а сам усилитель обладает достаточно большим коэффициентом усиления по постоянному току.

Наилучшая стабильность режима выходного каскада может быть получена, когда будут использованы все известные способы стабилизации, а именно: эмиттерная стабилизация в выходном каскаде, термокомпенсация режима выходного каскада и обратная связь по постоянному току, охватывающая усилительную часть схемы кадровой развертки.

Если стабилизирующий резистор $R_э$ не шунтируется конденсатором, то за счет отрицательной обратной связи входное сопротивление каскада увеличивается, но уменьшается коэффициент усиления по напряжению. С учетом обратной связи входное сопротивление транзистора может быть вычислено по формуле

$$R'_{вх} = h_{11} + B\,R_э\,. \qquad (47)$$

У транзисторов средней мощности $h_{11} \approx 10 \div 50$ *ом*.

С учетом сопротивления резисторов в цепи базового смещения входное сопротивление каскада равно:

$$R_{вх} = \frac{R'_{вх}\,R_б}{R'_{вх} + R_б}\,. \qquad (48)$$

Транзисторы, используемые в выходных каскадах кадровой развертки, должны быть рассчитаны на значительную мощность рассеяния

$$P_т = P_0 - P_н, \qquad (49)$$

определяемую как разность между мощностью, потребляемой от источника питания,

$$P_0 = E_к\,I_0 \qquad (50)$$

и мощностью, потребляемой нагрузкой,

$$P_н = \frac{I_1^2\,R_н}{12}\,, \qquad (51)$$

где

$$R_{\text{н}} = r_1 + \frac{r_2}{n^2} + \frac{r_{\text{кат}}}{n^2} + \frac{R_{\text{с}}}{n^2} + R_{\text{э}}$$

— полное активное сопротивление нагрузки транзистора.

При выборе транзистора для выходного каскада следует иметь в виду, что наиболее пригодны для этой цели транзисторы с возможно бо́льшим предельным напряжением между коллектором и базой (50—80 *в*) и с коэффициентом усиления по току $B > 20$.

Транзистор выходного каскада должен надежно запираться на время обратного хода, так как в этот момент величина выходной проводимости транзистора, если он не заперт, резко увеличивается и, следовательно, каскад шунтирует нагрузку. При малых токах коллектора выходная проводимость транзистора сильно зависит от величины начального тока коллектора, температурная нестабильность которого вызывает нестабильность времени обратного хода и линейности пилообразного тока в нагрузке. Кроме того, закрытый транзистор позволяет допустить значительно большее напряжение на его коллекторе, чем открытый транзистор, что создает более благоприятные условия для надежной работы транзистора.

Транзисторные выходные каскады кадровой развертки не требуют для своего питания источников с малым уровнем пульсаций. Это объясняется тем, что коллекторная цепь транзистора обладает для переменного тока большим внутренним сопротивлением, которое много больше сопротивления нагрузки. Выходные статические характеристики транзистора представляют собой почти горизонтальные линии. Это значит, что изменения напряжения на коллекторе приводят к очень малым изменениям коллекторного тока. Большинство транзисторов средней мощности в схеме с общим эмиттером имеют внутреннее сопротивление, определяемое как

$$R_i = \frac{1}{h_{22}}, \qquad (52)$$

где h_{22} — выходная проводимость транзистора. Обычно R_i имеет величину 0,5—1,5 *ком*.

Если внутреннее сопротивление транзистора по переменному току велико по сравнению с сопротивлением нагрузки, то бо́льшая часть напряжения пульсаций падает на транзисторе и лишь небольшая часть — на нагрузке, так как эти сопротивления включены последовательно.

Допустимый размах пульсаций напряжения источника питания можно определить, пользуясь простым соотношением

$$U_{\text{п.доп}} = 0{,}01\, I_1 R_i. \qquad (53)$$

На участке выходной динамической характеристики вблизи режима насыщения выходное сопротивление транзистора резко уменьшается. Однако этот участок не используется, так как всегда предусматривается наличие некоторого остаточного напряжения на коллекторе.

Выходной каскад кадровой развертки с дроссельным выходом

В малогабаритных переносных конструкциях телевизоров обычно применяется выходной каскад с дроссельным выходом, позволяющий уменьшить размеры и вес телевизора.

Схема выходного каскада с дроссельным выходом и ее эквивалентная схема приведены на рис. 23. В этой схеме дроссель и отклоняющие катушки по переменному току включены параллельно и ток коллектора равен сумме токов, протекающих в дросселе и в отклоняющих катушках.

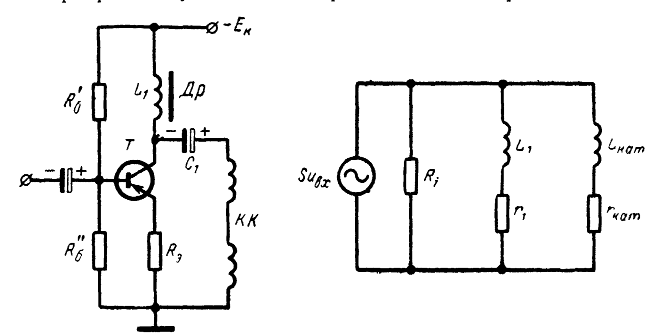


Рис. 23. Выходной каскад с дроссельным выходом и его эквивалентная схема.

Для получения линейной зависимости между током коллектора и током в отклоняющих катушках необходимо, чтобы ток в дросселе тоже был линейным. Получение линейного пилообразного тока в двух катушках, к которым подведено одно и то же пилообразно-импульсное напряжение, возможно при условии, что постоянные времени этих катушек равны, т. е.

$$\frac{L_1}{r_1} = \frac{L_{кат}}{r_{кат}}, \tag{54}$$

так как требуемое соотношение между пилообразной и импульсной составляющими напряжения на катушке однозначно связано с постоянной времени этой катушки. Если условие (54) не удовлетворяется, то может потребоваться довольно сложная коррекция формы входного сигнала.

Индуктивность дросселя невыгодно выбирать очень малой, так как при этом бо́льшая часть переменного тока коллектора будет ответвляться в цепь дросселя, шунтирующего отклоняющие катушки, и к. п. д. каскада будет малым. С другой стороны, индуктивность дросселя не должна быть слишком большой, так как, увеличивая L_1, мы одновременно должны увеличивать и r_1, чтобы сохранить неизменной постоянную времени дросселя. Но с увеличением r_1 увеличивается падение постоянного напряжения на сопротивлении дросселя, что приводит к большим потерям мощности, потребляемой от источника питания, и к снижению к. п. д.

Оптимальный вариант выбора параметров дросселя, с точки зрения наивысшего к. п. д., соответствует случаю, когда $L_1 = L_{кат}$ и $r_1 = r_{кат}$.

Использование условия (54) для линеаризации отклоняющего тока хотя и позволяет получить очень малые габариты и вес дросселя, но не обеспечивает высокой экономичности выходного каскада по питанию, т. е. пригодно только в том случае, когда экономичность не имеет решающего значения.

Другое условие обеспечения достаточно линейной зависимости отклоняющего тока от входного сигнала заключается в том, чтобы

$$\frac{L_1}{r_1} \gg \frac{L_{\text{кат}}}{r_{\text{каг}}}. \qquad (55)$$

В этом случае стремятся получить достаточную линейность при не очень большой индуктивности дросселя. Коэффициент нелинейности при этом определяется по формуле

$$k_{\text{н}} = T_1 \frac{r_{\text{каг}}}{L_1}, \qquad (56)$$

согласно которой удовлетворительная линейность может быть получена при очень большой индуктивности дросселя. На практике применяют дроссели со значительно меньшей индуктивностью, чем это требуется в соответствии с формулой (56), а для компенсации нелинейности отклоняющего тока используют те же способы, что и в трансформаторных выходных каскадах.

Индуктивность дросселя обычно выбирается из условия

$$L_1 \geqslant 0{,}5\, T_1\, r_{\text{каг}}, \qquad (57)$$

при котором компенсация нелинейности достигается еще довольно простыми средствами, а размеры дросселя получаются вполне приемлемыми.

Условие (55) для построения дроссельных выходных каскадов используется гораздо чаще, чем условие (54), так как некоторое увеличение габаритов и веса дросселя вполне окупается высокой экономичностью каскада по питанию.

В дроссельном выходном каскаде отклоняющие катушки подсоединяются к коллектору транзистора через разделительный конденсатор C_1, предотвращающий протекание постоянной составляющей тока коллектора через отклоняющие катушки, с тем чтобы не происходило вертикальное смещение растра на экране кинескопа.

Емкость конденсатора C_1 должна быть достаточно большой. В противном случае возникнут существенные искажения формы отклоняющего тока, которые будет трудно скомпенсировать. Емкость конденсатора C_1 можно выбрать из условия

$$C_1 \geqslant 2\frac{T_1}{r_{\text{каг}}}. \qquad (58)$$

Для детального расчета выходного дроссельного каскада, построенного по принципу удовлетворения условия (55), могут быть использованы все приведенные выше соотношения и зависимости, справедливые для выходного каскада с трансформаторным выходом, если в них принять $n=1$ и $r_2=0$.

Промежуточные каскады

Предварительные каскады схемы кадровой развертки усиливают мощность пилообразного сигнала, получаемого от задающего генератора и подводимого к выходному каскаду. Кроме того, в предварительных каскадах осуществляется коррекция нелинейности отклоняющего тока, т .е. сигналу придается форма, необходимая для получения в отклоняющих катушках линейного пилообразного тока.

Число предварительных каскадов выбирается в зависимости от требований к линейности развертки, мощности в нагрузке выходного

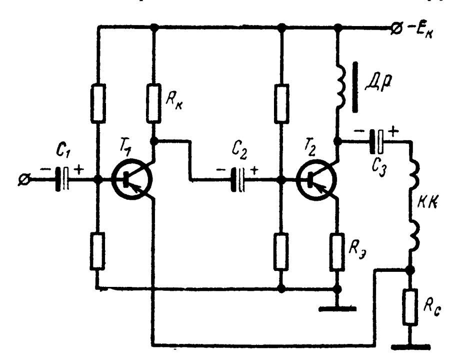


Рис. 24. Схема емкостной связи между предвыходным и выходным каскадами.

каскада и параметров применяемых транзисторов. В схемах, предназначенных для телевизоров с широкоугольными кинескопами 47ЛК1Б и 59ЛК1Б, обычно используют два каскада предварительного усиления. При этом получается требуемая линейность развертки и стабильность ее параметров, а также достигается взаимозаменяемость транзисторов. Для других трубок с меньшими размерами экрана и меньшим углом отклонения луча в большинстве случаев достаточно одного предварительного каскада.

В случае применения в схеме кадровой развертки одного предварительного каскада последний может включаться по схеме эмиттерного повторителя или по схеме с общим эмиттером.

Получение удовлетворительных результатов в варианте с эмиттерным повторителем возможно только при условии, если транзисторы предвыходного и выходного каскадов имеют большое значение параметра В и, следовательно, хорошую линейность амплитудных характеристик. Этот существенный недостаток ограничивает возможность применения такого варианта.

При использовании предварительного каскада, включенного по схеме с общим эмиттером, благодаря большому усилению по мощности имеется возможность охватить предвыходной и выходной каскады глубокой отрицательной обратной связью, которая является в этой схеме основным средством линеаризации пилообразного тока в нагрузке.

На рис. 24 приведена схема предвыходного и выходного каскада, в которой напряжение обратной связи, пропорциональное отклоняю-

щему току, подводится к эмиттеру транзистора предвыходного каскада. Глубина отрицательной обратной связи здесь эффективно регулируется изменением сопротивления резистора R_c. При достаточно глубокой обратной связи форма тока в отклоняющих катушках почти повторяет форму пилообразного напряжения, подводимого к предварительному каскаду. Вместе с тем за счет обратной связи увеличивается входное сопротивление каскада, что способствует уменьшению воздействия этого сопротивления на условия формирования пилообразного напряжения в задающем генераторе. При этом линейность пилообразного напряжения улучшается, а следовательно, улучшается и линейность пилообразного тока в нагрузке.

Нелинейность амплитудной характеристики предвыходного каскада в схеме, изображенной на рис. 24, имеет обратный характер по отношению к искажениям, возникающим в выходном каскаде. Это позволяет воспользоваться нелинейными свойствами предвыходного каскада для частичной компенсации нелинейности выходного каскада. При этом требования к глубине обратной связи и соответственно к усилению по мощности части схемы, охваченной обратной связью, понижаются.

Сопротивление резистора $R_к$ в цепи коллектора предвыходного каскада выбирается из условия обеспечения требуемого управляющего тока в базе выходного каскада

$$R_к = (0{,}5 \div 0{,}8)\,\frac{E_к\,B}{I_0}\,, \qquad (59)$$

где B — коэффициент усиления по току транзистора выходного каскада;

I_0 — постоянная составляющая тока коллектора выходного каскада, определяемая по формуле (40).

Емкость переходного конденсатора C_2 должна быть достаточно большой, чтобы не возникали слишком большие искажения переходной характеристики в области малых времен. Рекомендуется емкость этого конденсатора выбирать из условия

$$C_2 > (2 \div 5)\,\frac{T_1}{R_{вх}}\,, \qquad (60)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление оконечного каскада, определяемое по формуле (48).

Связь предвыходного каскада с выходным может быть потенциальной (рис. 25). В этом случае разделительного конденсатора не требуется, но может понадобиться конденсатор $C_э$ в цепи эмиттера транзистора выходного каскада, чтобы создать условия для надежного запирания транзистора T_2 во время обратного хода.

Потенциальная связь между предварительным и выходным каскадами обеспечивает передачу постоянной составляющей в этой части схемы и позволяет ввести отрицательную обратную связь по постоянному току, которая улучшает термостабильность каскадов, охваченных этой связью. В схеме на рис. 25 напряжение обратной связи, пропорциональное постоянной составляющей тока эмиттера выходного каскада, снимается с резистора $R_э$ и через резистор $R_б$ подается в цепь базы предвыходного каскада.

Применяя непосредственную связь между каскадами, следует уделять внимание температурной стабилизации режима предвари-

тельного каскада, так как изменение его коллекторного тока усиливается выходным каскадом. В схеме на рис. 25 применяется эмиттерная стабилизация режима предвыходного каскада.

В случае применения в схеме кадровой развертки двухкаскадного предварительного усилителя наилучшие результаты получаются, если предвыходной каскад включается по схеме эмиттерного повторителя, а предшествующий ему каскад — по схеме с общим эмиттером.

Как известно, эмиттерный повторитель не дает усиления по напряжению и является только усилителем тока. Благодаря этому свойству он имеет высокое входное и низкое выходное сопротивления. Это позволяет применить эмиттерный повторитель для согласования относительно высокого выходного сопротивления предшествующего каскада с малым сопротивлением входной цепи оконечного каскада. При этом коэффициент усиления по мощности существенно увеличивается и создаются условия работы выходного каскада от источника с малым внутренним сопротивлением (режим задания управляющего напряжения), что способствует уменьшению нелинейных искажений.

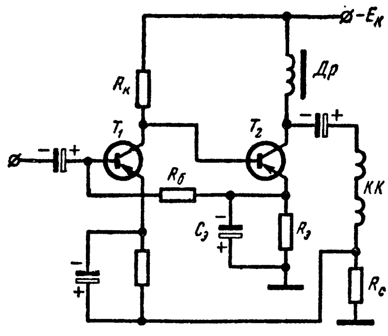


Рис. 25. Схема потенциальной связи между предвыходным и выходным каскадами.

Выход эмиттерного повторителя может соединяться с базой выходного каскада непосредственно или через разделительный конденсатор. Предпочтение следует отдать потенциальной связи, обеспечивающей на базе выходного транзистора со стороны эмиттерного повторителя низкое сопротивление по постоянному току, что является весьма эффективным средством улучшения термостабильности режима выходного каскада.

Для практических расчетов эмиттерного повторителя достаточно считать, что его выходное сопротивление в B раз меньше результирующего сопротивления, подключенного к базе. Без большой погрешности можно также считать, что выходное сопротивление эмиттерного повторителя в B раз больше полного сопротивления, нагружающего его выход. Следовательно, действие эмиттерного повторителя тем эффективнее, чем больше величина параметра B у применяемого транзистора.

Благодаря высокому входному сопротивлению эмиттерного повторителя эквивалентное сопротивление нагрузки предшествующего каскада, включенного по схеме с общим эмиттером, получается довольно высоким. Это обусловливает больший, чем в схеме с однокаскадным предварительным усилителем, коэффициент усиления по напряжению, а следовательно, и по мощности. При этом обратные связи действуют более эффективно, обеспечивая требуемые параметры развертки.

Для работы в предоконечном каскаде наиболее пригодны такие транзисторы, которые по мощности занимают промежуточное поло-

жение между транзисторами малой мощности и транзисторами средней мощности. Транзистор малой мощности может нормально работать в предварительном каскаде только при условии, что транзистор выходного каскада имеет достаточно большое значение параметра B, В противном случае мощность, рассеиваемая на транзисторе предвыходного каскада, может превысить предельное значение.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ
ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Схема кадровой развертки для высококачественного телевизора

На рис. 26 приведена схема кадровой развертки, предназначенная для стационарного телевизионного приемника, в котором используются кинескопы типов 47ЛК1Б и 59ЛК1Б. Коэффициент нелинейности развертки не превышает 8%. В схеме достигнута полная взаимозаменяемость применяемых однотипных транзисторов. Общая мощность, потребляемая блоком от источника питания, составляет около 6 *вт*, что примерно в 3 раза меньше мощности, которая потребляется аналогичной по параметрам ламповой схемой. Благодаря высокой термостабильности транзисторных каскадов эта схема может успешно применяться в лампово-полупроводниковой конструкции телевизора.

Задающий генератор представляет собой блокинг-генератор с коллекторно-базовой связью, формирование пилообразного напряжения в котором происходит на разрядной цепочке R_5C_3 в цепи эмиттера транзистора T_1. Размах пилообразного напряжения на выходе задающего генератора равен 1 *в*.

Частота кадров регулируется потенциометром R_2, с помощью которого изменяется постоянное напряжение на базе транзистора T_1. Резисторы R_1 и R_3 ограничивают пределы регулировки частоты кадров. Конденсатор C_1 вместе с резистором R_1 и частью резистора R_2 образует звено фильтра, препятствующее прохождению переменной составляющей напряжения из источника питания.

Синхронизация частоты блокинг-генератора осуществляется посредством подачи на базу транзистора T_1 через разделительный конденсатор C_2 отрицательных синхронизирующих импульсов. Возможен вариант подачи положительных синхронизирующих импульсов на коллектор транзистора. В обоих случаях можно получить вполне хорошее качество синхронизации.

Для ограничения всплеска напряжения на коллекторе транзистора T_1, возникающего за счет переходных процессов в трансформаторе $Тр_1$, к первичной обмотке трансформатора подключен полупроводниковый диод $Д_1$.

Остальная часть схемы кадровой развертки представляет собой трехкаскадный усилитель с непосредственной связью между каскадами. Первый и последний каскады включены по схеме с общим эмиттером, а промежуточный каскад — по схеме эмиттерного повторителя.

Усилитель охвачен глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току, которая эффективно стабилизирует режим транзистора оконечного каскада. Напряжение обратной связи снимается с эмиттера транзистора T_4 и через резисторы R_{16} и R_{12} подается на базу транзистора T_2. Терморезистор R_{17} и резистор R_{16} образуют температурно-зависимый делитель напряжения, компенсирующий темпе-

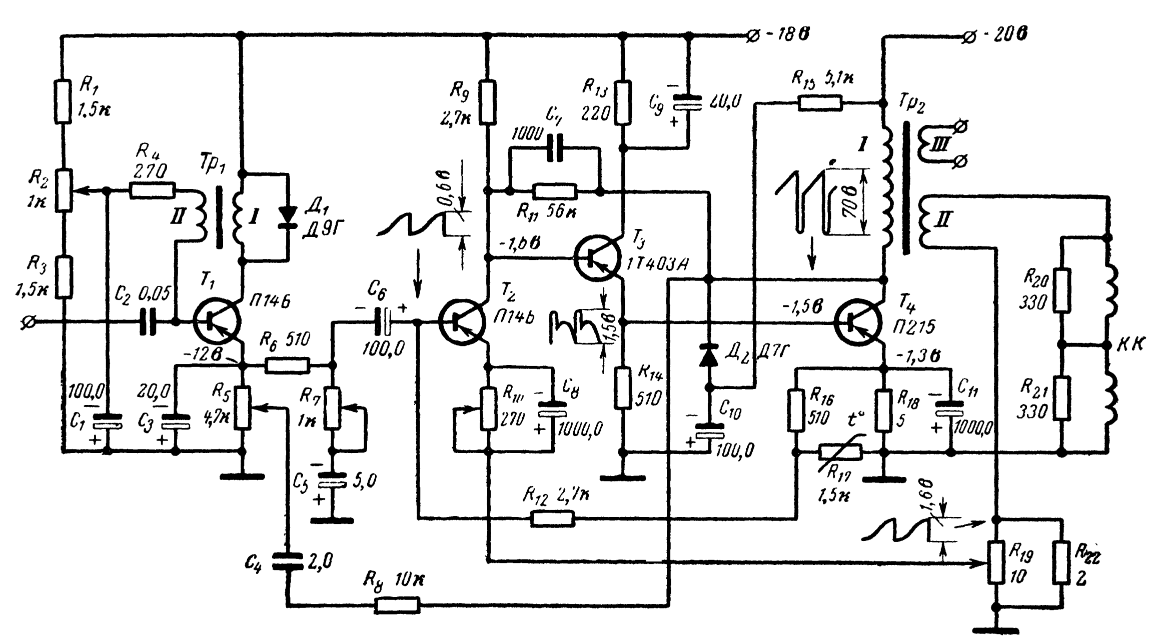


Рис. 26. Схема кадровой развертки для стационарного телевизора.

ратурную нестабильность входного сопротивления транзистора T_2.

Линеаризация отклоняющего тока достигается благодаря глубокой отрицательной обратной связи по переменному току. Напряжение обратной связи, пропорциональное току в отклоняющих катушках, снимается с потенциометра R_{19} и через конденсатор C_8 большой емкости подается на эмиттер транзистора T_2.

Вертикальный размер изображения регулируется изменением глубины отрицательной обратной связи при помощи потенциометра R_{19}.

Резистор R_{10} служит для первоначальной установки номинального режима всех каскадов усилителя по постоянному току. Движок потенциометра R_{10} должен быть установлен так, чтобы ток коллектора транзистора T_4 составлял 250 *ма*.

Цепочка $R_{11}C_7$ устраняет паразитное высокочастотное самовозбуждение усилителя, которое может возникнуть, если в усилителе будут установлены транзисторы с очень большим значением параметра В.

Для частичного ограничения всплесков напряжения на коллекторе транзистора T_4, возникающих во время обратного хода развертки, применяется диодный ограничитель $Д_2$, режим которого определяется емкостью конденсатора C_{10} и сопротивлением резистора R_{15}.

Резистор R_{13} с конденсатором C_9 служат для понижения постоянного напряжения на коллекторе транзистора T_3, что позволяет без заметного ухудшения параметров схемы несколько уменьшить мощность, рассеиваемую на этом транзисторе.

В схеме имеются два вида регулировки линейности, которые позволяют придать пилообразному напряжению, получаемому от задающего генератора, требуемую S-образную форму.

Первая регулировка, осуществляемая изменением сопротивления резистора R_7, представляет собой несколько видоизмененную схему линеаризации пилообразного напряжения с помощью двойной интегрирующей цепочки, вторым интегрирующим звеном в которой является цепь $R_6R_7C_5$. Этот регулятор используется только при первоначальной регулировке блока. Он позволяет плавно изменять линейность развертки в верхней части растра.

Основная регулировка осуществляется посредством положительной обратной связи через интегрирующую цепочку. Напряжение обратной связи снимается с коллектора выходного транзистора и через резистор R_8 и разделительный конденсатор C_4 подается на движок потенциометра R_5. На конденсаторе C_3 за счет достаточно большого сопротивления резистора R_8 происходит интегрирование этого пилообразного напряжения. В результате интегрирования получается напряжение параболической формы, которое добавляется к пилообразному напряжению, получаемому от задающего генератора. С помощью потенциомерта R_5 можно плавно изменять уровень параболической составляющей и, следовательно, регулировать линейность пилообразного напряжения, подводимого ко входу усилителя.

Нагрузкой кадровой развертки являются кадровые катушки унифицированной отклоняющей системы типа ОС-110А. Активное сопротивление катушек равно 8 *ом*, а индуктивность — 8 *мгн*. Размах отклоняющего тока в кадровых катушках при напряжении на втором аноде кинескопа порядка 16—18 *кв* должен быть не менее 0,8 *а*.

Для устранения паразитных колебаний, возникающих за счет резкого изменения тока в контуре, образованном индуктивностью

отклоняющих катушек и паразитными емкостями, отклоняющие катушки зашунтированы резисторами R_{20} и R_{21}. Сопротивления резисторов выбраны такими, чтобы сделать колебательный процесс апериодическим.

Кадровые отклоняющие катушки подключаются к выходному каскаду через понижающий трансформатор $Тр_2$, который собирается на сердечнике ШЛ-16×20 от выходного трансформатора кадров типа ТВК-110, применяемого в телевизорах УНТ-47/59 («Огонек», «Рубин-106» и т. п.). Первичная обмотка содержит 500 витков провода ПЭВ 0,47. Вторичная обмотка содержит 250 витков провода ПЭВ 0,74. Третья обмотка предназначается для схемы гашения обратного хода развертки. Она содержит 1 000 витков провода ПЭВ 0,1.

Трансформатор блокинг-генератора $Тр_1$ выполняется на ферритовом сердечнике Ш-7×7 от блокинг-трансформатора кадров типа БТК-П, применяемого в телевизорах УНТ-47/59. Первичная обмотка трансформатора содержит 200 витков провода ПЭВ 0,08, вторичная — 1 000 витков того же провода.

На транзисторе выходного каскада рассеивается значительная мощность, требующая применения радиатора. Если в месте установки транзистора $Т_4$ температура окружающего воздуха не превышает 40° С, то можно применить радиатор с тепловым сопротивлением 8° С/*вт*. Если эта температура может достигать 50° С, то размеры радиатора следует увеличить. В этом случае тепловое сопротивление радиатора должно быть не менее 4° С/*вт*.

Монтаж схемы может быть выполнен навесным или печатным способом. Для использования в печатных схемах наиболее пригодны малогабаритные электролитические конденсаторы типов ЭМ, К-50-6 и К-50-3.

После сборки схемы и тщательной проверки монтажа можно приступить к ее регулировке.

Перед включением источника питания движок потенциометра R_{10} нужно установить в среднее положение, а к резистору R_{18} подключить вольтметр постоянного напряжения с пределом измерения 3—5 *в*.

Включив источник питания, нужно, вращая ручку потенциометра R_{10}, установить номинальный ток эмиттера выходного каскада, который должен быть равен 260 *ма*. Так как весь этот ток протекает через резистор R_{18}, то падение напряжения на нем должно составлять 1,3 *в*.

Установка частоты кадров, размера и линейности должна производиться по изображению на экране кинескопа. Сначала устанавливают частоту кадров, затем — размер изображения и его линейность.

По окончании регулировок следует еще раз измерить ток эмиттера транзистора выходного каскада и, если он отличается от номинального значения, снова произвести его установку.

В данной схеме вместо транзистора П215 может быть использован транзистор П214Г (П203М), а также транзистор П4Б. В этом случае сопротивление резистора R_{15} рекомендуется уменьшить до 2,7 *ком*. При этом несколько увеличится время обратного хода, но оно останется в пределах допустимого значения.

Вместо транзисторов П14Б могут быть использованы любые транзисторы малой мощности соответствующего типа проводимости с предельным напряжением между коллектором и базой не менее 20 *в* и со значением параметра В не менее 30.

Транзистор 1Т403А может быть заменен транзистором малой мощности, к корпусу которого необходимо приспособить дополнительную теплоотводящую поверхность площадью 3—5 *см*².

Схема кадровой развертки для переносного телевизора

На рис. 27 дана схема кадровой развертки для переносной конструкции телевизора, в котором применяется кинескоп типа 23ЛК9Б. Схема пригодна и для автомобильного телевизионного приемника, так как необходимое напряжение питания равно здесь 12 *в*.

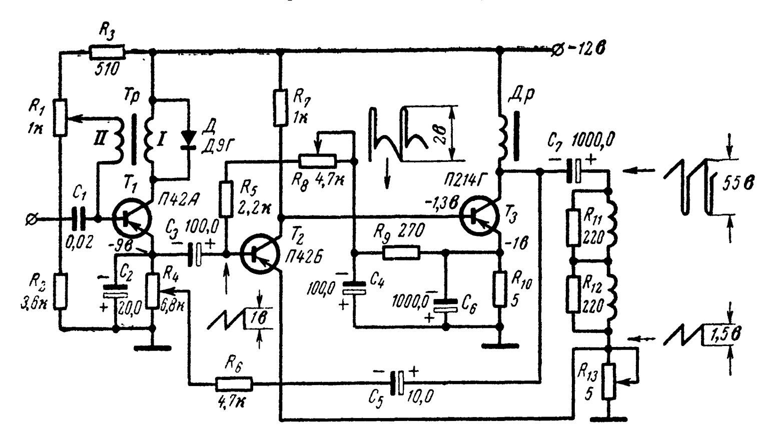


Рис. 27. Схема кадровой развертки для переносного телевизора.

Коэффициент нелинейности развертки не превышает 10%. Общая мощность, потребляемая от источника питания, составляет не более 2,5 *вт*.

Принципиальное построение схемы не отличается от предыдущей. Особенностью является применение выходного каскада с дроссельным выходом.

Всплеск напряжения на коллекторе транзистора T_3 не превышает 45 *в*, что позволяет обойтись в этой схеме без устройств ограничения всплеска.

Потенциометр R_8 предназначен для первоначальной установки тока эмиттера выходного каскада, который должен быть равен 180—200 *ма*.

Дроссель выходного каскада может быть собран на любом сердечнике, позволяющем получить достаточно малые размеры и вес дросселя. Индуктивность обмотки должна быть не менее 0,5 *гн*, а ее активное сопротивление не более 10 *ом*. Рекомендуется применять сердечники типа ШЛ.

Нагрузкой для выходного каскада являются кадровые катушки отклоняющей системы ОС-2. Активное сопротивление отклоняющих катушек равно 45 *ом*, а индуктивность — 75 *мгн*. Отклоняющая система ОС-2 используется в телевизоре «Юность». Размах отклоняющего тока в кадровых катушках при ускоряющем напряжении на втором аноде кинескопа 9 *кв* должен быть около 300 *ма*.

Трансформатор блокинг-генератора может быть выполнен на пермаллоевом сердечнике Ш-3×6. Первичная обмотка должна иметь 150 витков провода ПЭВ 0,08, а вторичная — 600 витков того же провода.

Мощность, рассеиваемая на транзисторе выходного каскада, не превышает 1,6 *вт*. Удовлетворительный отвод тепла может быть обеспечен применением небольшого радиатора с тепловым сопротивлением не менее 15° С/*вт* или использованием в качестве теплоотвода какой-либо металлической конструкции телевизора.

Регулировка этой схемы также начинается с установки тока эмиттера транзистора выходного каскада. Для этого вращением ручки потенциометра R_8 нужно добиться того, чтобы падение напряжения на резисторе R_{10} было равно 1 *в*. Затем по изображению испытательной таблицы устанавливают частоту кадров, вертикальный размер и линейность развертки.

В данной схеме при установке движка потенциометра R_4 в одно из крайних положений может возникнуть низкочастотное возбуждение усилителя, проявляющееся в произвольном увеличении и уменьшении вертикального размера изображения с частотой 2—5 *гц*.

Это возбуждение чаще всего возникает из-за недостаточной величины индуктивности выходного дросселя или при использовании в схеме транзисторов T_2 и T_3 со слишком малым значением параметра В.

Источники питания

Блоки телевизора создают очень неравномерную нагрузку для источников питания, обусловленную большим уровнем потребления переменной составляющей тока. Так как всякий реальный источник питания обладает некоторым конечным значением своего внутреннего сопротивления, то на нем создается падение напряжения, имеющее переменную составляющую.

Внутреннее сопротивление источника питания оказывается различным для токов разных частот. Это объясняется, главным образом, влиянием емкостей фильтра. С понижением частоты внутреннее сопротивление увеличивается, достигая наибольшего значения для постоянного тока.

Мощные низкочастотные транзисторные каскады, к которым относятся выходной каскад кадровой развертки и выходной каскад усилителя звуковой частоты, характеризуются особенно большим уровнем потребления переменного тока, в спектре которого имеются довольно низкие частоты.

В случае питания блоков кадровой развертки и усилителя звуковой частоты от одного общего источника между ними могут возникнуть взаимные помехи, так как питающее напряжение для кадровой развертки может содержать значительную переменную составляющую звуковой частоты, а питающее напряжение для усилителя звуковой частоты может содержать значительную переменную составляющую частоты кадровой развертки.

Низкочастотные составляющие сигнала звукового сопровождения, проникая таким образом в каскады кадровой развертки, вызывают появление на экране телевизора горизонтальных полос и подергивание растра в такт со звуком. Сигнал кадровой развертки, проникая в каскады усилителя звуковой частоты, вызывает в громкоговорителе фон переменного тока частоты 50 *гц*.

При конструировании блока питания возникает задача наиболее простым и экономичным путем предотвратить взаимное влияние низкочастотных каскадов телевизора. Разумеется, оптимальный вариант схемы питания в каждом случае определяется конкретной схемой телевизора, а потому здесь будут приведены лишь соображения общего характера.

Принципиальные пути устранения взаимного влияния очевидны. Это — применение развязывающих фильтров, применение источника питания с достаточно малым внутренним сопротивлением и, наконец, применение независимых источников питания.

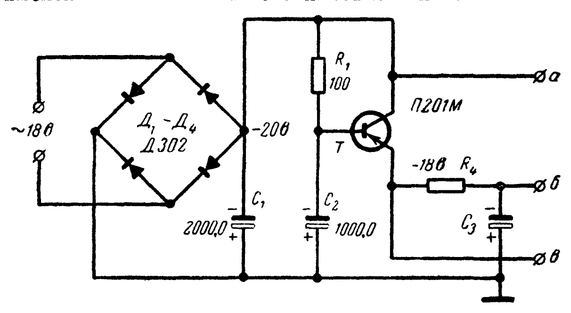


Рис. 28. Схема источника питания с транзисторным фильтром.

В наиболее сильной степени влияние помех сказывается при их воздействии на первые каскады усилителя звуковой частоты и кадровой развертки. Поэтому в первую очередь нужно защищать от помех именно эти каскады. Так как потребление тока здесь небольшое, то целесообразно применять резистивно-емкостные фильтры и полупроводниковые стабилитроны.

Выходные каскады значительно менее чувствительны к пульсациям питающего напряжения, но потребляют значительные токи. Здесь в качестве развязывающих цепей предпочтительны индуктивно-емкостные фильтры и фильтры на транзисторах. Резистивно-емкостные фильтры, обладающие низким к. п. д., применять нецелесообразно.

Наиболее эффективно применение транзисторных фильтров, позволяющих уменьшить габариты и все устройства, а также дающих возможность воспользоваться меньшим числом электролитических конденсаторов большой емкости.

На рис. 28 представлена схема источника питания с транзисторным фильтром, представляющая собой усилитель постоянного тока, в котором транзистор включен по схеме эмиттерного повторителя. Фильтрующее действие этой схемы обусловливается сильной отрицательной обратной связью по напряжению, которая стремится поддерживать напряжение на сопротивлении нагрузки равным напряжению на базе транзистора.

Выходное сопротивление фильтра в точке подключения нагрузки (точка *в*) приблизительно равно уменьшенному в *B* раз полному сопротивлению в цепи базы. Однако следует иметь в виду, что при уменьшении полного сопротивления в цепи базы, которое определяет-

ся сопротивлением резистора R_1 и емкостью конденсатора C_2, выходное сопротивление фильтра не может стать меньше сопротивления полупроводящего материала транзистора, которое у германиевых транзисторов равно нескольким десятым долям ома.

В приведенной схеме с точки *в* снимается напряжение для питания выходного каскада усилителя звуковой частоты, а к точке *б* подключаются все маломощные предварительные каскады кадровой развертки и каскады усилителя звуковой частоты, а также амплитудный селектор и высокочастотные каскады телевизора. Точка *а* предназначена для питания выходного каскада кадровой развертки. Питание для выходного и предварительного каскадов строчной развертки в этой схеме также удобно взять с точки *а*, установив между этой точкой и нагрузкой звено индуктивно-емкостного фильтра.

Задача устранения взаимного влияния между усилителем звуковой частоты и кадровой разверткой решается в схеме на рис. 28 сравнительно просто. Выходной каскад усилителя звуковой частоты получает питание непосредственно с эмиттера транзисторного фильтра, т. е. с точки с очень низким выходным сопротивлением, в котором падение переменного напряжения от тока нагрузки незначительно. С одной стороны, это позволяет питать с этой же точки через резистивно-емкостную развязывающую цепочку R_4C_3 с небольшой постоянной времени маломощные каскады телевизора. С другой стороны, обеспечивает в питающем напряжении для выходного каскада усилителя звуковой частоты достаточно малый уровень фона и помех от кадровой развертки, с тем чтобы этот фон не прослушивался в громкоговорителе при малом уровне громкости.

Выходной каскад кадровой развертки подключается к точке в которой уровень пульсаций значителен и составляет 0,5—1 *в*. Однако это не оказывает заметного влияния на качество работы кадровой развертки, если ее выходной каскад имеет некоторый избыток питающего напряжения, т. е. остаточное напряжение на коллекторе выбрано с необходимым запасом.

При токе нагрузки фильтра до 0,8 *а* транзистор работает в легком режиме и не требует применения радиатора. В схеме могут применяться любые германиевые транзисторы средней мощности, у которых величина параметра $B_{ст}$ больше 40. Уровень пульсаций переменного напряжения на выходе фильтра (в точке *в*) составляет не более 50—70 *мв*.

Замена в схеме на рис. 28 конденсатора C_2 полупроводниковым стабилитроном превращает фильтр в стабилизатор напряжения. Однако параметры такого стабилизатора не высоки, так как динамическое сопротивление стабилитрона сравнимо с сопротивлением резистора R_1. На базе транзистора и, следовательно, в нагрузке имеет место большой уровень пульсаций.

Свободна от этого недостатка схема стабилизатора напряжения, приведенная на рис. 29. Здесь используется составное включение двух эмиттерных повторителей. Это равносильно применению одного транзистора, у которого коэффициент усиления по току равен произведению коэффициентов усиления по току обоих транзисторов, взятых в отдельности. Входное сопротивление транзистора T_1 от этого существенно возрастает, что позволяет в цепи его базы установить резистор R_1 достаточно большого сопротивления.

Для того чтобы нормальная работа стабилизатора не нарушалась при уменьшении напряжения в сети переменного тока, нужно обеспечить некоторый запас постоянного напряжения на выходе вы-

прямителя. Поэтому коэффициент передачи напряжения стабилизатора обычно не превышает величины 0,8. При этом около 20% всей потребляемой от выпрямителя мощности рассеивается на транзисторе T_2.

Стабилизатор эффективно работает при отдаче в нагрузку тока до 1 *а*. При изменении напряжения электросети на ±10% от номинального значения выходное напряжение изменяется не более чем на 0,5%. Уровень пульсаций переменного напряжения на выходе стабилизатора составляет не более 50 *мв*. Схема стабилизатора не

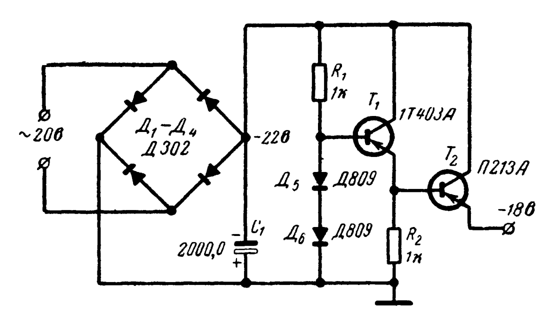


Рис. 29. Схема стабилизированного источника питания.

критична к величине коэффициента усиления по току применяемых транзисторов и к разбросу их параметров.

На рис. 30 представлена схема стабилизированного источника питания более высокого качества. Его работа основана на автоматическом изменении активного сопротивления промежутка коллектор — эмиттер транзистора T_3 при колебаниях входного напряжения, снимаемого с выпрямителя, и тока в нагрузке. Сопротивление промежутка коллектор-эмиттер изменяется таким образом, что напряжение на эмиттере регулирующего транзистора T_3 остается практически неизменным.

Управляющее напряжение для транзистора T_3 вырабатывается путем сравнения напряжения в нагрузке с опорным напряжением, получаемым с помощью полупроводникового стабилитрона. Результат сравнения представляет собой разность между напряжением на нагрузке и опорным напряжением. Это управляющее напряжение оказывается приложенным к базе первого усилительного каскада T_1. Транзисторы T_1 и T_2 обеспечивают необходимое усиление по мощности управляющего сигнала.

Потенциометр R_4 предназначен для планового изменения напряжения на выходе стабилизатора. Наименьшее значение выходного напряжения, которое может быть получено в этой схеме, определяется величиной опорного напряжения, т. е. типом применяемого стабилитрона.

Регулирующий и предшествующий ему транзисторы включены по схеме эмиттерного повторителя и вместе со стабилизирующей цепью обратной связи обеспечивают очень низкое внутреннее сопротивление стабилизатора в точке подключения нагрузки.

Стабилизатор рассчитан на отдачу в нагрузку тока до 1 *а*. При изменении напряжения питающей сети на ±10% выходное напряжение меняется не более чем на 0,2%. Уровень пульсаций переменного напряжения на выходе стабилизатора составляет 10—15 *мв*. Схема не критична к величине коэффициента усиления по току применяемых транзисторов и к разбросу их параметров. Так же, как и в предыдущей схеме, последний каскад стабилизатора нуждается в радиаторе. тепловое сопротивление которого может быть определено с учетом избыточного напряжения на коллекторе и тока в нагрузке

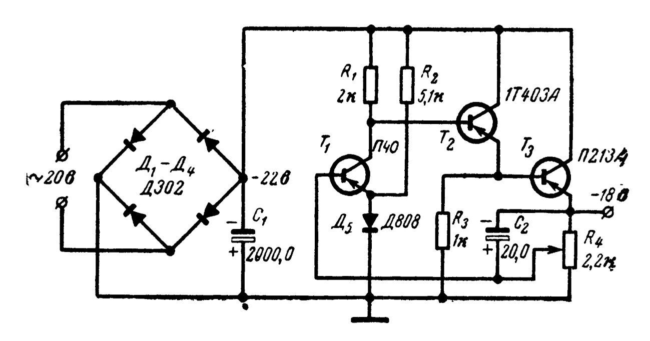


Рис. 30. Улучшенная схема стабилизированного источника напряжения.

В стационарных телевизионных приемниках, выполненных частично или полностью на транзисторах, напряжение питания транзисторных схем обычно выбирается в пределах 16—20 *в*. Для переносных конструкций, в которых предусматривается универсальное питание — от сети переменного тока и химических источников, напряжение питания определяется типом применяемых химических источников тока.

В транзисторных схемах в выборе общего провода, соединяемого с шасси радиоблока, установившегося правила пока нет. Примерно одинаково часто в качестве общего провода принимается и «плюс» и «минус» источника питания. Каждый из этих вариантов имеет свои недостатки и преимущества. Однако детальное рассмотрение этого вопроса показывает, что в схемах с преимущественным применением транзисторов проводимости типа *p-n-p* выгоднее заземлять минусовый провод источника питания, так как при этом легче обеспечить достаточно малый уровень пульсаций на выходе низкочастотных транзисторных устройств.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Цена 17 коп.